HAL
open science

Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones

Vincent Richard

To cite this version:

Vincent Richard. Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones. Electromagnétisme. INSA de Rennes, 2018. Français. NNT : 2018ISAR0004 . tel-01805096

HAL Id: tel-01805096

https://theses.hal.science/tel-01805096

Submitted on 1 Jun 2018

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

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

Thèse

UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

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

présentée par
Vincent Richard
ECOLE DOCTORALE : *MathSTIC*
LABORATOIRE : *IETR*

Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones – Application à l'optimisation d'une antenne spatiale en bande C

Thèse soutenue le 05.04.2018
devant le jury composé de :

Jean-Marc Laheurte
Professeur des Universités à l'ESYCOM à Paris-Est Marne-La-Vallée / Président
Nathalie Raveu
Professeure des Universités à l'ENSEEIHT à Toulouse / Rapporteur
Smaïl Tedjini
Professeur des Universités à Grenoble INP / Rapporteur
Paola Pirinoli
Associated Professor Politecnico Di Torino / Examinatrice
Hervé Legay
Docteur / Ingénieur de Recherche chez Thales Alenia Space / Co-encadrant
Maxime Romier
Docteur / Ingénieur Antennes au CNES à Toulouse / Co-encadrant
Raphaël Gillard
Professeur des Universités à l'INSA de Rennes / Co-directeur de thèse
Renaud Loison
Professeur des Universités à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse

Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones – Application à l'optimisation d'une antenne spatiale en bande C

Vincent Richard

En partenariat avec

Document protégé par les droits d'auteur

Remerciements

Même si la thèse est souvent jalonnée d'embûches et d'obstacles, elle reste une forte expérience de vie et, contrairement au préjugés, est l'aboutissement d'une aventure collective. Je souhaite remercier, d'une manière générale, l'ensemble des personnes qui m'ont accompagné lors de cette période.

Je tiens à remercier en premier lieu mes directeurs de thèse Renaud Loison et Raphaël Gillard. Je suis conscient d'avoir bénéficié d'un encadrement de classe exceptionnelle, tant sur le plan technique que humain. Toujours disponibles, réfléchis et attentifs, vous avez fait preuve d'une grande patience tout au long de ces trois années pour corriger et orienter les différentes études menées ensemble. Si les remarques scientifiques étaient toujours avisées et pertinentes, je retiendrai aussi les bons moments passés ensemble notamment lors des galas des confs' (JNM et EuCAP). Un grand merci !

Nathalie Raveu, Professeure des Universités à l'ENSEEIHT à Toulouse, et Smaïl Tedjini, Professeur des Universités à Grenoble INP, 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 Jean-Marc Laheurte, Professeur des Universités à l'ESYCOM à Paris-Est Marne-La-Vallée, ait accepté de présider le jury de ma thèse. Merci d'avoir pris en charge le bon déroulement de la soutenance qui a été très agréable et apprécié de tous.

Je souhaite adresser mes sincères remerciements à mes partenaires : Thales Alenia Space et le CNES. J'ai bénéficié d'une collaboration très active et les commentaires issus des nombreuses réunions d'avancement ont, sans aucun doute, participé à la réussite de ce projet. L'intérêt que vous avez porté à mes travaux a été une réelle source de motivation. Je tiens à remercier l'ensemble des personnes avec qui j'ai pu travailler lors de ma période chez TAS : Hervé, Daniele, Étienne, Fabienne, Fabien, Caroline, Mathilde, Julien, Jean-Paul et les autres. Je remercie particulièrement Hervé Legay, ingénieur de recherche, pour son implication, sa gentillesse et son soutien constant.

Daniele, maître des réseaux réflecteurs, a été une source d'inspiration et ce travail n'aurait pu aboutir sans ses conseils techniques. Je remercie Maxime Romier, ingénieur Antennes au CNES, pour tous ses conseils et propositions.

Je remercie l'ensemble de mes collègues et amis de l'IETR avec qui j'ai eu le plaisir d'échanger. De manière non exhaustive, je pense aux permanents, Erwan, Maria, Yvan, les Philippe (merci pour les tennis !), Mathieu, Stéphane, Jean-Cristophe, Aurore, Gilles, Laurent, Jeremy, Pascal et Katell. Je fais aussi un clin d'œil aux stagiaires, doctorants et post-doctorants avec qui j'ai partagé scientifiquement mais surtout socialement lors de ces trois années, Antoine, Alexandre, François, Paul, Aurélie, Simon, Hassan, Samara... Bon courage à vous dans vos différents projets.

Je tiens à remercier mes amis toulousains (avec qui le Rooster n'était jamais très loin), Mathieu, Lydia, Stan, Flo, Thomas, Judicaël, Pedro (c'est bientôt la fin de la thèse !) et Bene (fraîchement docteur), pour leur accueil et les discussions parfois tardives. Je pense à mes «collègues» de l'INSA, Maître Pigeard et Monseigneur Bouhris (qui continuent leur rêve américain), Raph, Pierre, Simon et Baptiste (mes partenaires de voyages, la prochaine destination exotique c'est pour quand ? !). Je n'oublie pas les amis de Saint-Brieuc, la ville où tout a commencé, avec Marjo, Gaet, Pierre-Yves, Lambert, Alex, Max, Julie, Hamster et Kevin.

Merci à Émilie, qui a réussi à maintenir son soutien pendant ces trois années.

Je terminerai en adressant mes chaleureux remerciements à l'ensemble de ma famille pour leur indéfectible soutien. Merci donc à mon grand père : René. Merci à mes oncles et tantes : Erick et Isabelle, Annie et Yannick et Anne-Marie. J'ai une pensée particulière pour Christian qui, je pense, aurait été fier de ce travail poursuivant ses traces. J'adresse mes remerciements à mes neuf cousines : Johanna, Carole, Laure, Cécile, Margot, Clotilde, Juliette, Constance et Eloïse ; ainsi qu'à leur amis. Pour finir, merci à mes parents, Philippe et Christine, et ma sœur Pauline et Benoît - merci !

Table des matières

Introduction générale **5**

1 Les réseaux réflecteurs **9**
1.1 Introduction 10
1.2 Technologies antennaires existantes 10
1.2.1 Les réflecteurs 10
1.2.2 Les réseaux 11
1.3 Technologie des RA 12
1.3.1 Idée générale et schéma de principe d'un RA 12
1.3.1.1 Cas canonique : génération de diagrammes directifs 12
1.3.1.2 Cas usuel : génération de diagrammes formés 13
1.3.2 Intérêts de la technologie 13
1.3.3 Simulation EM et RA 16
1.3.3.1 Méthodes rigoureuses de simulation EM . . . 16
1.3.3.2 Simulation d'une cellule et méthodes segmentaires 17
Formalisme de caractérisation de l'élément . . . 17
Méthodes segmentaires 19
1.3.4 Synthèse de RA 20
1.3.4.1 Étapes de conception 20
1.3.4.2 Premières synthèses 23
1.3.4.3 Synthèses bijectives pour des diagrammes à faisceaux directifs 23
1.4 Amélioration de la synthèse 26
1.4.1 Synthèses pour des diagrammes complexes 26
1.4.2 Méthodes avancées d'optimisation de la synthèse . . . 28
1.4.2.1 Principe d'innovation 28
1.4.2.2 Intersection Approach 29
1.4.2.3 Swarm 29
1.4.2.4 Levemberg-Marquardt 30
1.4.2.5 Méthode basée sur un algorithme min / max 30
1.4.2.6 Gestion cross polarisation pour la synthèse . 31

1.4.3 Utilisation de modèles pour la synthèse 32
1.4.3.1 Modèles basés sur la synthèse de filtres . . . 33
1.4.3.2 Modèles basés sur les circuits équivalents (CE) 33
1.4.3.3 Modèles basés sur les méthodes de krigeage . 34
1.4.3.4 Modèles basés sur les réseaux de neurones artificiels (RNA) 34
1.5 Choix de l'élément rayonnant 36
1.5.1 Différents types de cellules 36
1.5.2 La cellule Phoenix 38
1.5.2.1 Respect des conditions de périodicité locale . 38
1.5.2.2 Propriétés de la cellule 39
1.6 Enjeux de l'étude 40
1.7 Conclusion 40

2 Représentation sphérique de cellules Phoenix 43
2.1 Introduction 44
2.2 Caractéristique géométrique de la cellule Phoenix 45
2.2.1 État de l'art 45
2.2.2 Cas canonique : cellule d'ordre 1 45
2.2.3 Mise en équation sur l'anneau 46
2.2.4 Analyse EM du cycle canonique 49
2.3 Extension de la représentation 50
2.3.1 Nouvel élément Phoenix 50
2.3.2 Principe de la représentation 52
2.3.3 Mise en équation et construction pour les cellules d'ordre 1 et 2 53
2.3.4 Disposition finale 56
2.3.5 Analyse théorique rapide par circuits équivalents . . . 57
2.3.5.1 Analyse théorique 57
2.3.5.2 Modèle analytique rapide 61
2.4 Conclusion 62

3 Modélisation de cellules Phoenix par ANN 63
3.1 Introduction 64
3.2 Principe des ANN 64
3.2.1 Un peu d'histoire 65
3.2.2 Le neurone formel 66
3.2.3 Le Multilayer Perceptron 67
3.2.4 L'apprentissage du réseau 68
3.2.4.1 Principe 68
3.2.4.2 Le sur-apprentissage 70
3.2.4.3 Formalisme de l'algorithme d'apprentissage . 72
3.3 Application à la cellule Phoenix 72
3.3.1 Analyse entrées / sorties 72

3.3.2 Bases de données existantes TAS 73
3.3.3 Modélisation de la cellule d'ordre 1 capacitive à partir de la base existante 74
3.3.4 Régularisation des bases d'apprentissage et de validation 77
3.3.5 Optimisation de la complexité du réseau 80
3.3.5.1 Algorithme de conception 80
3.3.5.2 Mise en pratique de l'algorithme de conception 82
3.3.5.3 Résumé de la modélisation de la cellule Phoenix d'ordre 2 85
3.4 Analyse des résultats sur la représentation sphérique 88
3.4.1 Variation de phase 88
3.4.2 Variation de la dispersion fréquentielle de phase 90
3.4.3 Commentaires sur l'extrapolation des ANN 92
3.5 Conclusion 93

4 Algorithme de synthèse avancée de RA 97
4.1 Introduction 98
4.2 Principe d'optimisation 98
4.2.1 Principe de l'algorithme min / max 98
4.2.2 Principe de convergence 99
4.2.3 Exemple canonique 99
4.3 Application à la synthèse de RA 101
4.3.1 Principe d'optimisation de la synthèse de RA 101
4.3.2 Fonction coût 102
4.3.3 Définition des DdL 103
4.3.3.1 Première approche 103
4.3.3.2 Utilisation de la représentation sphérique . . 104
4.3.3.3 Utilisation de variations de positions 104
4.3.3.4 Estimation du temps de calcul 105
4.3.4 Réduction du nombre de degrés de liberté par projection sur des bases de splines 106
4.3.4.1 Motivation 106
4.3.4.2 Principe des coefficients de splines bi-cubiques appliqué à la synthèse 106
4.3.4.3 Estimation des temps de calcul 108
4.4 Algorithme final pour la synthèse avancée 108
4.5 Conclusion 110

5 Application à un cas concret 111
5.1 Introduction 112
5.2 Méthode de conception de la condition initiale 114
5.2.1 Analyse des lois de phase et dispersion requises 114
5.2.2 Conception de la condition initiale à partir de différents cycles 115

5.2.3 Validation des résultats : comparaison MIX/ANN . . 119
5.2.4 Utilisation d'un offset de phase : comparaison des layouts 122
5.2.5 Analyse des performances initiales : les pires cas . . . 123
5.2.6 Performances et diagramme de rayonnement de la condition initiale 123
5.3 Amélioration de la synthèse 127
5.3.1 Paramétrisation de l'outil de synthèse 127
5.3.2 Convergence de l'outil 128
5.3.3 Observation des distorsions 128
5.3.4 Analyse des performances finales 129
5.4 Validation par une méthode rigoureuse 132
5.5 Méthode de conception de la condition initiale sur un cas parabolique 134
5.6 Conclusion 137

Conclusion générale **139**

A Algorithme d'apprentissage Levemberg-Marquardt **145**

B Gestion des angles d'incidence d'excitation **149**

C Publications Personnelles **159**

Table des figures **160**

Bibliographie **164**

Introduction générale

Contexte de l'étude

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

Ce travail a bénéficié d'un partenariat financier et collaboratif avec l'entreprise Thales Alenia Space (TAS), dans le cadre du laboratoire Merlin (laboratoire commun IETR-TAS), et le Centre National d'Études Spatiales (CNES).

Cette thèse fait suite à un fort héritage. Le premier est d'ordre académique puisqu'elle se base sur les travaux effectués à l'IETR sur l'étude des réseaux réflecteurs, ou reflectarrays (RA) en anglais. En particulier, les travaux effectués dans les thèses précédentes [1], [2], [3], [4] et [5] portent sur l'étude de cellules de RA et détaillent plusieurs outils d'analyse et de synthèse des RA. Le second héritage est industriel car de nombreux travaux ont déjà été menés par la société Thales. Plusieurs études ont porté sur l'analyse et la caractérisation de cellules passives et actives, particulièrement en travaillant sur les motifs géométriques. Des outils internes ont été développés pour à la synthèse de RA. Certains prototypes d'antennes RA ont été fabriqués et testés.

Sujet de l'étude

Les systèmes embarqués requièrent aujourd'hui de plus en plus de performances pour des applications exigeantes, quels que soient les domaines, automobile, aéronautique, aérospatial, etc. C'est notamment dans le domaine aérospatial que les antennes embarquées sur satellite constituent un maillon déterminant dans la chaîne de communication. Il est ainsi essentiel de dimensionner correctement et judicieusement ces antennes pour répondre aux critères de gain, de bande de fréquences de fonctionnement, de compa-

cité ou de masse pour réaliser des missions (spatiales) spécifiques.

Le contexte spatial de cette étude se situe dans une dynamique [6] très active. Chaque maillon de la chaîne de communication ou des systèmes embarqués sur satellite fait l'objet d'études R&D pour atteindre des niveaux de performance toujours meilleurs. Ce domaine s'oriente vers le développement de solutions innovantes, performantes, fiables, pérennes et à coûts réduits. Cette étude s'inscrit dans une dynamique industrielle exigeante [7].

A ce titre, les réseaux réflecteurs [8], qui combinent les technologies des réflecteurs et celles des réseaux, constituent une solution propice pour la conception de systèmes antennaires embarqués sur satellite. Ils sont constitués de milliers d'éléments (ou cellules) dont l'ajustement des géométries permet la réalisation de diagrammes de rayonnement adaptés pour des missions de télécommunication.

L'élément choisi dans cette étude est la cellule Phoenix. Ce choix est motivé par les propriétés intéressantes que procure cette cellule tant sur le plan électromagnétique (EM) que géométrique. A cela s'ajoute que l'héritage industriel nous met à disposition une base de données répertoriant des centaines de ces cellules en fonction de leur propriétés EM. Bien que de nombreux travaux aient déjà été menés sur le fonctionnement des cellules, il reste encore un problème majeur : l'étape de synthèse d'un RA complet. Elle consiste à sélectionner judicieusement les cellules de RA, dont on connaît les propriétés EM, pour répondre à un cahier des charges précis pour une mission donnée. Ainsi et au vu du grand nombre de degrés de liberté, l'objectif de cette thèse est de proposer une méthode originale de synthèse de RA pour applications spatiales.

Organisation du document

Cette thèse s'articule autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre fait l'objet d'un état de l'art sur les RA. Il propose particulièrement un tour d'horizon des méthodes de synthèse classiques tirées de la littérature. La motivation du choix de la cellule Phoenix est aussi explicitée.

Le second présente un outil original de représentation de ces cellules. La conception de cet outil permet de réorganiser judicieusement l'ensemble des cellules Phoenix en garantissant l'unicité des cellules sur une représentation sphérique.

Parce que la base de données mise à disposition ne permet pas d'obtenir rapidement l'intégralité des propriétés EM des cellules Phoenix sur la représentation sphérique, le chapitre trois porte sur le développement de modèles

comportementaux basés sur la méthode des réseaux de neurones.

Le chapitre quatre propose un algorithme de synthèse avancée de RA à partir d'un processus d'optimisation de type min / max. Ce chapitre utilise, de façon générique, la représentation sphérique, les modèles comportementaux et un moyen de réduction de variables d'optimisation pour la synthèse.

Le cinquième et dernier chapitre illustre le processus de synthèse sur un cas concret. La mission sélectionnée pour illustrer l'intérêt de l'approche développée est actuellement réalisée par des réflecteurs formés. L'objectif est d'obtenir un diagramme de rayonnement formé sur une zone couvrant l'Europe, l'Afrique du Nord et le Moyen-Orient. Cette mission est opérée en bande C limitée de 3,6GHz à 4,2GHz. Notre objectif est de montrer que les outils développés permettent d'envisager de remplacer les réflecteurs formés par des RA.

Chapitre 1

Les réseaux réflecteurs

Sommaire

1.1 Introduction **10**
1.2 Technologies antennaires existantes **10**
1.2.1 Les réflecteurs 10
1.2.2 Les réseaux 11
1.3 Technologie des RA **12**
1.3.1 Idée générale et schéma de principe d'un RA . . . 12
1.3.2 Intérêts de la technologie 13
1.3.3 Simulation EM et RA 16
1.3.4 Synthèse de RA 20
1.4 Amélioration de la synthèse **26**
1.4.1 Synthèses pour des diagrammes complexes 26
1.4.2 Méthodes avancées d'optimisation de la synthèse . 28
1.4.3 Utilisation de modèles pour la synthèse 32
1.5 Choix de l'élément rayonnant **36**
1.5.1 Différents types de cellules 36
1.5.2 La cellule Phoenix 38
1.6 Enjeux de l'étude **40**
1.7 Conclusion **40**

1.1 Introduction

Les antennes jouent un rôle important dans la chaîne de communications. Les différentes applications civiles et militaires requièrent toujours plus de performances dans des domaines tels que les communications par satellites, les réceptions TV par satellites, les communications mobiles, la navigation, les radars ou l'altimétrie. On peut citer par exemple l'obtention de diagrammes directifs (concentration de l'énergie dans une direction donnée), multi-faisceaux ou formés (où le diagramme peut être quelconque en fonction de l'application). Par ailleurs, les modes de fonctionnement des systèmes peuvent varier en utilisant plusieurs polarisations dans des bandes de fréquences diverses de plus en plus larges avec de forts niveaux de gain.

A ce titre, la technologie prometteuse des réseaux réflecteurs (RA pour ReflectArrays en anglais) semble adaptée pour répondre à ces défis. L'objectif de ce chapitre est de présenter et de faire l'état de l'art de la synthèse des RA passifs. Après une présentation générale des principes de base des RA, au regard des solutions déjà existantes, ce chapitre propose un tour d'horizon des méthodes de synthèse pour la conception de RA. Les avantages de la cellule passive, dite Phoenix, sélectionnée dans cette étude, seront ensuite détaillés. Les enjeux et problématiques de l'étude seront enfin exposés.

1.2 Technologies antennaires existantes

1.2.1 Les réflecteurs

La technologie des réflecteurs classiques consiste à orienter une onde dans une direction donnée à partir d'une source illuminant une surface réfléchissante. Ces antennes, qui fleurissent les toits, sont utilisées tant pour l'émission que pour la réception des signaux.

Dans le contexte de télécommunications spatiales, la technologie existante aujourd'hui est massivement représentée par les réflecteurs pour la réalisation de l'ensemble des applications [9]. Le concept des réflecteurs formés est de déformer physiquement la surface du réflecteur de sorte que le champs réfléchi puisse réaliser une «mission» spécifique. On précise que le terme de mission en aérospatial correspond au cahier des charges requis de l'antenne. En général, on parlera de niveaux de gain requis sur des stations. Les stations sont décrites comme des points précis au sol. Comme exemple typique, l'objectif des missions de télécommunications spatiales est de maximiser le gain sur une zone d'intérêt (les zones utiles sont généralement les zones habitées) et de minimiser le gain dans les zones blanches (généralement les océans et/ou les zones inhabitées). On parlera ainsi de couvertures formées. La figure 1.1 montre un exemple d'antenne embarquée pour une

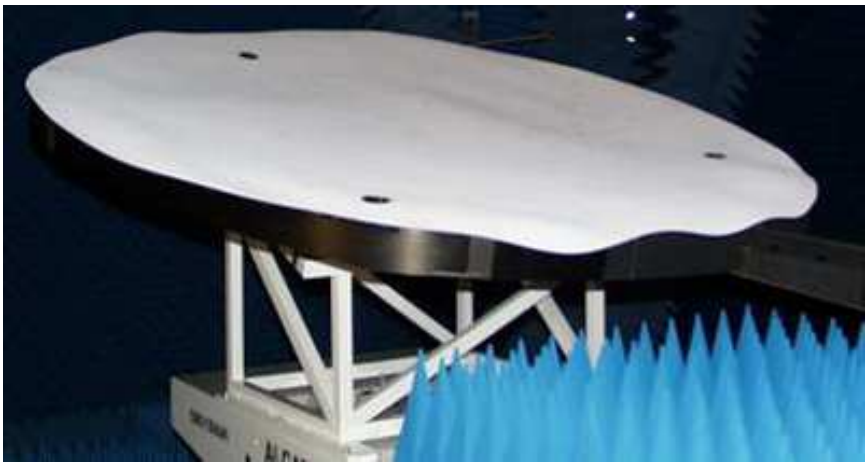


FIGURE 1.1 – Exemple de réflecteur formé de grande dimension pour application de télécommunications spatiales.

mission de télécommunications. On observe clairement la surface formée, dont la précision est de l'ordre de quelques micromètres.

Ces antennes sont notamment utilisées pour leurs bonnes caractéristiques EM et leur fiabilité d'un point de vue thermique et mécanique [10]. L'avantage majeur d'une telle structure est de ne nécessiter qu'une seule source pour réaliser la mission spécifique.

Souvent de grandes dimensions, les antennes bien connues de types paraboliques [11], cassegrains [12] ou grégoriennes [13] présentent cependant des inconvénients de masse et de manque de compacité. De plus, les réflecteurs formés représentent un défi de fabrication. En effet, les moules réalisés pour la conception de ces antennes de grande dimension sont souvent onéreux et nécessitent des délais importants tant pour la conception et la modélisation que pour la fabrication. Aussi, les coûts de développement et de fabrication de ces antennes restent très élevés.

1.2.2 Les réseaux

Une autre topologie d'antennes est celle des réseaux. Un réseau d'antennes [14] est un dispositif rayonnant regroupant plusieurs sources élémentaires agencées de manière souvent régulière. En jouant judicieusement sur la loi d'excitation appliquée sur chacune des sources, il est possible de réaliser un diagramme de rayonnement désiré. Comme pour les réflecteurs formés, les diagrammes classiques sont par exemple à faisceaux directifs, à nuls de rayonnement (création de zéros dans le diagramme) ou à couverture formée.

Cependant, les inconvénients associés à cette technologie sont directement liés aux pertes générées. En effet, puisque les facteurs de pertes sont importants, des amplificateurs sont nécessaires lors de l'excitation des sources pour combler ces pertes. Or, ils sont très coûteux et encombrants. Ils le sont d'ailleurs d'autant plus que l'application visée est complexe. Finalement, cette technologie semble mal adaptée aux conditions d'application de télécommunications par satellite, où les contraintes de masse globale embarquée sur les satellites sont fortes.

C'est pourquoi la partie suivante montre comment la technologie des RA peut être une combinaison intelligente des technologies des réflecteurs et des réseaux pour la réalisation de missions spécifiques.

1.3 Technologie des RA

1.3.1 Idée générale et schéma de principe d'un RA

Cette partie présente le fonctionnement général d'un RA. L'idée originelle est de combiner la technologie classique des réflecteurs et celle des réseaux.

Les antennes RA passives sont très prometteuses dans le cadre des applications spatiales [8]. L'objectif consiste à bénéficier des atouts des antennes réseaux pour la réalisation de diagrammes directifs et/ou formés et ceux des antennes réflecteurs n'utilisant qu'une seule source primaire. Une antenne RA est donc composée d'une source primaire placée devant un réseau d'éléments contrôlant les propriétés du champ réfléchi. Il est ainsi possible d'agir simplement sur le rayonnement de l'antenne en contrôlant les propriétés EM des éléments disposés sur l'antenne. La figure 1.2 présente un exemple de RA constitué de 5 panneaux plans fonctionnant en bande Ku. Les étapes de conception sont détaillées dans [15].

1.3.1.1 Cas canonique : génération de diagrammes directifs

La figure 1.3 présente le schéma de principe d'une antenne RA en 2 dimensions. Dans cette configuration, le réflecteur classique réalise simplement un faisceau directif déduit directement de l'optique physique. Dans le cas canonique, on modélise le réflecteur par une parabole pure dont le point focal correspond à la position de la source. Dans ce cas, l'arc de la parabole n'est que partiel de sorte que l'onde plane réfléchie ne soit pas perturbée par la source. On parle d'offset de position de la source lorsque l'on cherche à ne pas perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu par l'illumination de la source.

FIGURE 1.2 – Exemple de RA de 1,3 m constitué de 5 panneaux pour une mission de télécommunications en bande Ku.

Le principe du RA étant de réaliser le même diagramme de rayonnement que le réflecteur, l'objectif est de sélectionner judicieusement chacune des cellules du réseau pour combler la distance non parcourue par le rayon incident symbolisé en rouge. En d'autres termes, il faut sélectionner la cellule permettant de générer le déphasage requis.

1.3.1.2 Cas usuel : génération de diagrammes formés

Dans le cas général, l'objectif n'est pas de réaliser un faisceau directif, mais plutôt de réaliser des diagrammes de rayonnements plus complexes de type formé (Figure 1.4). Dans ces cas, le principe reste le même : le RA doit parvenir à réaliser la même mission que celle réalisée par le réflecteur formé.

Chacune des cellules du réseau présente désormais une double contrainte. La première est de combler le retard réaliser, la seconde est d'ajouter le déphasage requis pour réaliser la mission spécifique.

Au final, les cellules constituant un RA doivent être judicieusement choisies pour leurs propriétés EM intrinsèques, de sorte que la loi de phase devant être réalisée à la surface du réseau soit respectée pour la conception d'un diagramme de rayonnement formé. On note que l'ensemble des déphasages peut être différent sur l'ensemble de la surface. Aussi chacune des cellules diffère des autres.

1.3.2 Intérêts de la technologie

Il découle ainsi plusieurs avantages quant à l'utilisation de cette technologie. Elle semble en effet prometteuse et présente plusieurs avantages dans

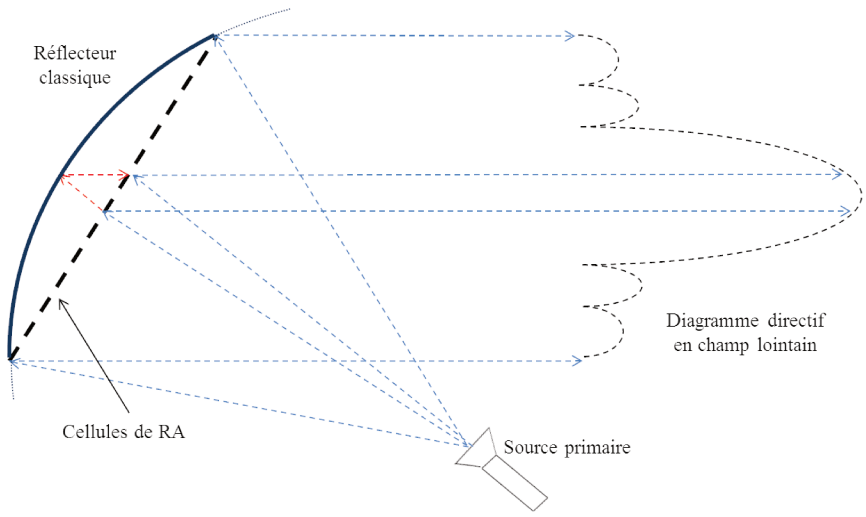


FIGURE 1.3 – Schéma de principe d'une antenne RA illuminée par une source primaire pour la réalisation d'un faisceau directif.

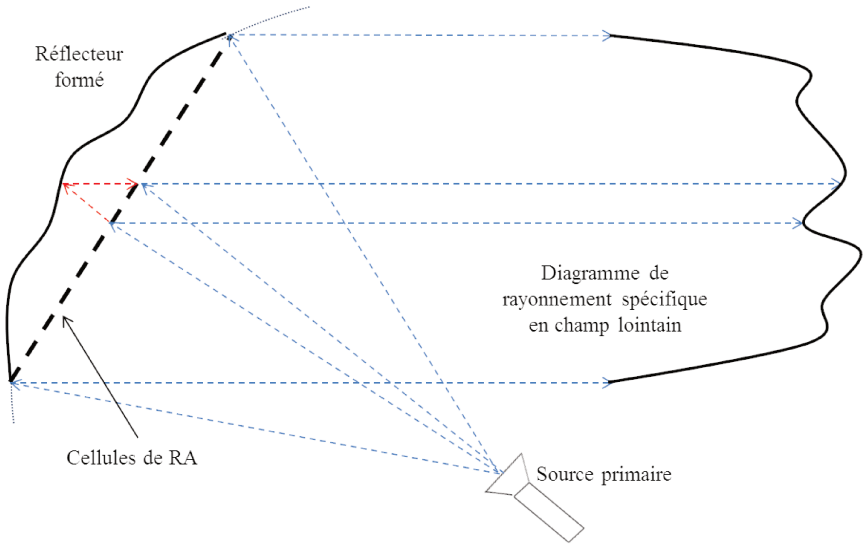


FIGURE 1.4 – Schéma de principe d'une antenne RA illuminée par une source primaire pour la réalisation d'un diagramme de rayonnement formés.

le contexte spatial gourmand en termes de performances et exigeant en coûts.

Comparés aux réflecteurs formés qui nécessitent la conception de moules très onéreux, les RA présentent un processus de fabrication assez simple. Classiquement, les RA, généralement plans, sont fabriqués par superposition de couches. Le panneau est constitué d'un plan de masse, d'une couche intermédiaire de substrat, de plusieurs couches très fines de colle et autres restes de procédés chimiques et des motifs métalliques permettant de réaliser le déphasage requis. Dans le cadre de cette étude, l'utilisation d'éléments passifs est envisagée. Une des techniques de fabrication est la photo-lithographie [16]. De plus, du fait de la simplicité de fabrication et de sa durée très courte, il est possible de modifier ou d'améliorer le RA tardivement dans la gestion et la planification de conception.

Un autre avantage, non utilisé à ce jour en modèle de vol, est la possibilité de réaliser de grandes structures déployables [17] . En effet, la masse et la compacité constituent une contrainte très exigeante lors du lancement de satellites. Aussi, des RA déployables comme présenté en figure 1.5 pourraient être une bonne alternative aux réflecteurs formés de grandes dimensions et ainsi couvrir un grand nombre d'applications par le biais de grandes ouvertures rayonnantes (de l'ordre de 4 à 6 mètres). Très récemment, les travaux illustrés dans [18] présentent les développements d'un RA déployable embarqué sur un nano-satellite. Le lancement du satellite est prévu en 2018 et cela sera, à notre connaissance, le premier RA déployable envoyé pour une mission spatiale concrète. Dans le même ordre d'idées, des structures déployables à base de RA gonflables ont aussi été envisagées pour augmenter la compacité de l'antenne embarquée [19] [20].

Si les RA peuvent montrer de nombreux avantages en matière de conception et de performances, le principal reste le faible coût de cette technologie. En effet, tant sur le temps de fabrication que sur les matériaux utilisés, les coûts sont drastiquement réduits par rapport aux réflecteurs formés classiques.

Cette technologie reste finalement relativement jeune et prometteuse. De plus, les algorithmes de conception pour les RA passifs peuvent très bien s'appliquer aux technologies des transmitarrays (TA) ou même des Frequency Selective Surface (FSS) qui utilisent des procédés de fabrication similaires.

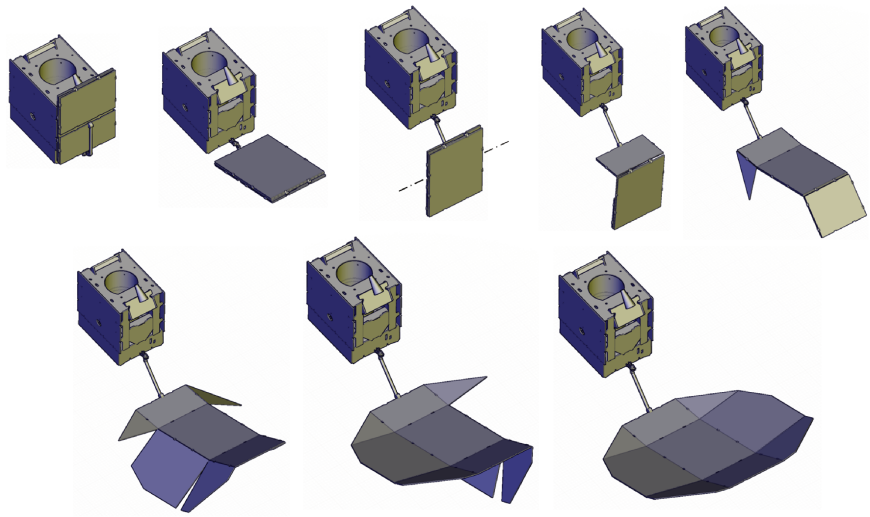


FIGURE 1.5 – Schéma de RA déployable avec une grande ouverture rayonnante.

1.3.3 Simulation EM et RA

1.3.3.1 Méthodes rigoureuses de simulation EM

Une étape importante dans le design d'antennes est la partie simulation. Plusieurs méthodes numériques sont mises en œuvre pour prévoir les performances des prototypes et les modèles de vols.

Les méthodes dites rigoureuses se basent directement sur la résolution des équations de Maxwell. Les logiciels commerciaux de type HFSS [21], CST [22] ou FEKO [23] sont notamment les leaders mondiaux dans l'utilisation de ces méthodes.

Ces codes commerciaux sont maintenant très bien implantés chez les industriels développant des antennes spatiales. Ils sont largement utilisés pour les études de sources primaires (cornet, antennes imprimées), les structures guidées (circuits d'alimentation, réseaux formateurs de faisceaux) ou le calcul d'antennes à réflecteur. Quelques exemples de méthodes numériques dans le domaine fréquentiel ou temporel pour effectuer des simulations rigoureuses sont :

- la FDTD (Finite Differences Time Domain) [24],
- la FEM (Finite Element Method) [25],
- la MoM (Method of Moment) [26].

Il est ainsi possible aujourd'hui de simuler électromagnétiquement et complètement une antenne RA de façon rigoureuse. Cependant, cette simulation peut parfois prendre plusieurs jours, voire plusieurs semaines. Ces

méthodes ne sont utilisées que dans le cadre d'une validation finale et ne peuvent en aucun cas être utilisées dans un cadre de conception itératif.

1.3.3.2 Simulation d'une cellule et méthodes segmentaires

Pour palier aux problèmes de temps de calculs, des méthodes numériques dites segmentaires sont utilisées. Le principe général est de réduire le problème général en plusieurs sous-problèmes pour accélérer les méthodes de simulation.

Formalisme de caractérisation de l'élément Un RA est constitué d'éléments rayonnants unitaires dont les propriétés EM sont modifiées par le ou les motifs imprimés sur la surface. Cette partie présente le formalisme adopté dans ce document pour la caractérisation des éléments. On fixe d'ores et déjà l'hypothèse d'évaluer et de caractériser les éléments en respectant les conditions de Floquet [27]. Cette hypothèse est notamment utilisée pour analyser complètement l'antenne RA par des méthodes segmentaires détaillées ci-après. Chaque cellule est donc excitée sur un réseau artificiellement rendu infini-périodique. Pour ce faire, des conditions aux limites sont appliquées autour de la cellule pour obtenir le caractère uniforme et infini. La seconde hypothèse concerne l'excitation de l'élément. Elle est supposée de type onde plane et prend en compte l'incidence réelle de l'onde vue par chacune des cellules.

La figure 1.6 indique que le champ incident dont la direction de propagation est définie suivant $\vec{k_i}$ peut s'exprimer suivant les deux modes de fonctionnement TE (Transverse Électrique), transverse au plan d'incidence, et TM (Transverse Magnétique) perpendiculaire au mode TE.

Dans ce cadre, l'onde plane incidente excite la cellule suivant un angle d'incidence (θ_{inc},ϕ_{inc}) (Figure 1.8(a)). La cellule est constituée d'un élément métallique positionné à la surface d'un substrat. La figure 1.7 présente un exemple de cellule de RA. Un motif métallique possède une géométrie particulière que l'on définit par des paramètres géométriques. Ces cellules, dont les géométries des motifs sont variables, constituent la base de données sur laquelle le RA est conçu. Dans ce cas, des patchs de longueurs et largeurs variables constituent le motif complet. Le champ réfléchi est modifié en fonction de la géométrie du motif et du plan de masse vers une direction de propagation $\vec{k_r}$ suivant un angle de réflexion (θ_{ref},ϕ_{ref}) (Figure 1.8(b)) défini selon les lois de Descartes. Ceci est classiquement défini par la loi de la réflexion car il s'agit dans ce cas d'ondes planes.

L'équation 1.1 reliant les champs incident $\overrightarrow{E}_i$ et réfléchi $\overrightarrow{E}_r$ permet de définir la matrice de réflexion R de l'élément unitaire :

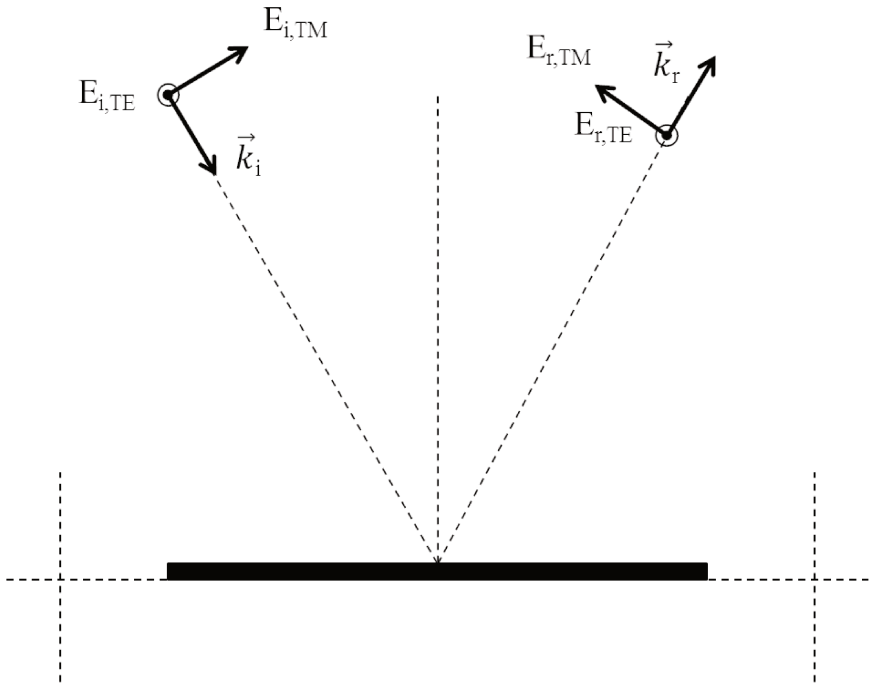


FIGURE 1.6 – Mode TE/TM des champs d'excitation de la cellule.

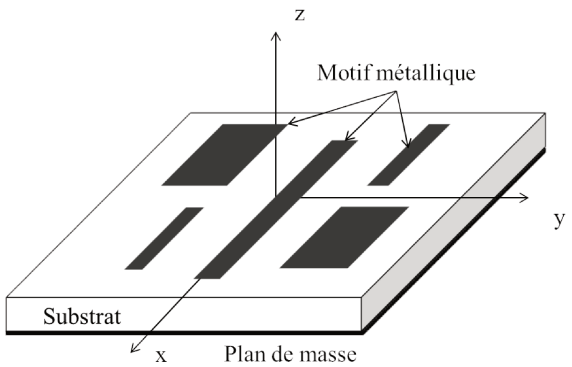


FIGURE 1.7 – Exemple de cellule de RA contenant un motif métallique.

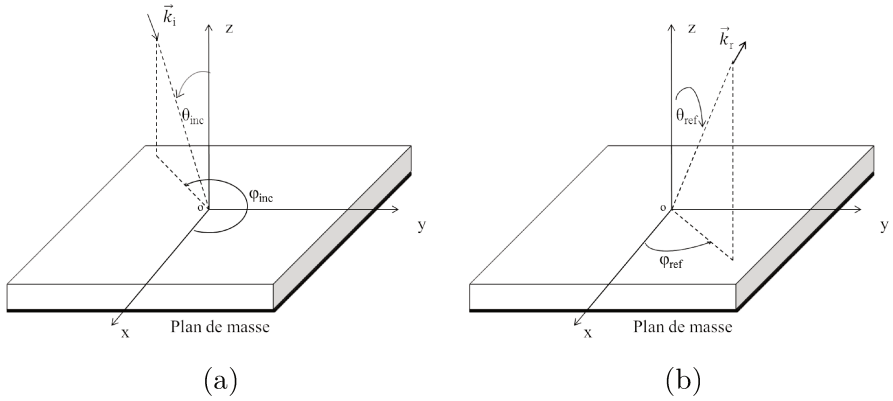


FIGURE 1.8 – Définition du formalisme d'excitation de la cellule. (a) Onde incidente. (b) Onde réfléchie.

$$\overrightarrow{E}_r = R.\overrightarrow{E}_i \tag{1.1}$$

où

$$R = \begin{bmatrix} \mathrm{R_{TE\text{-}TE}} & \mathrm{R_{TE\text{-}TM}} \\ \mathrm{R_{TM\text{-}TE}} & \mathrm{R_{TM\text{-}TM}} \end{bmatrix} \tag{1.2}$$

R est définie par les coefficients de réflexion suivant les modes TE et TM. Chacun des coefficients de la matrice de réflexion est défini par ses propriétés de phase Φ et d'amplitude $|R|$ suivant le formalisme décrit dans l'équation 1.3 pour le coefficient $\mathrm{R_{TE\text{-}TE}}$

$$\mathrm{R_{TE\text{-}TE}} = |\mathrm{R_{TE\text{-}TE}}| \cdot \exp^{-j\Phi_{\mathrm{TE\text{-}TE}}} \tag{1.3}$$

On note que la matrice de réflexion dépend de l'angle d'incidence d'excitation (θ_{inc},ϕ_{inc}), de la fréquence d'utilisation et du motif de l'élément. On cherchera finalement toujours à connaître de façon rigoureuse ou approchée la matrice de réflexion des éléments [27] [28] [29]. La caractérisation de l'ensemble des motifs d'étude est établie pour la conception de RA sous forme de bases de données.

Méthodes segmentaires Dans le but de réduire les temps de calculs pour obtenir le diagramme de rayonnement d'une antenne RA complète, l'objectif de l'approche segmentaire est de décomposer le problème initial

en plusieurs problèmes plus simples. Les travaux réalisés dans une thèse précédente effectuée à l'IETR [30] présentent les différentes approches des méthodes segmentaires. La réponse EM complète est obtenue en superposant la réponse EM de chacun des éléments dont on connaît théoriquement la matrice de réflexion R. Le formalisme défini dans le paragraphe précédent permet d'obtenir la réponse de chacune des cellules environnées dans des conditions quasi-périodiques. Cette simulation est très rapide, de l'ordre de quelques secondes à quelques minutes en fonction de la complexité du motif.

Ainsi, on superpose des réponses EM unitaires calculées dans un environnement infini-périodique [27] [31]. En pratique, chacun des éléments de l'antenne RA peut être entouré d'éléments non identiques avec des motifs et distances variables. Il est montré dans [32] que la fréquence de résonance et la phase du coefficient de réflexion $R_{TE\text{-}TE}$ et $R_{TM\text{-}TM}$ de l'élément d'étude varient sensiblement en fonction des éléments qui l'entourent. Ainsi, l'erreur pouvant être générée tient au fait que les cellules d'une antenne RA sont toutes différentes. Les phénomènes de couplage entre cellules différentes ne sont donc pas considérés en utilisant cette méthode [33] [32].

1.3.4 Synthèse de RA

1.3.4.1 Étapes de conception

La technologie des réflecteurs formés évolue et se complexifie dans le temps [34]. On propose de présenter successivement les étapes clés de conception de RA.

Puisque l'objectif général est de réaliser le même diagramme de rayonnement qu'un réflecteur dit classique, ***la première étape*** consiste à dimensionner correctement ces réflecteurs, en particulier les réflecteurs formés. La conception et l'optimisation de réflecteurs à l'aide de logiciels commerciaux de type Grasp [35] ou POS [36] permettent non seulement de dimensionner les systèmes antennaires, mais aussi de proposer les déformations optimales pour réaliser les missions spécifiques.

Dans ce cadre, le diagramme de rayonnement généré par le réflecteur classique est entièrement connu en champ lointain. ***La deuxième étape*** de conception de RA consiste à déterminer la loi de phase réalisée par le réflecteur sur la surface équivalente. En effet, depuis le diagramme de rayonnement complet du réflecteur classique, l'étape dite du retour sur l'ouverture consiste justement à déterminer la loi de phase à réaliser localement sur la surface occupée par le RA pour que le champ réfléchi issu du RA soit strictement identique à celui de l'antenne formée. Cela revient finalement à déterminer localement les courants équivalents requis à la surface du RA

pour obtenir les déphasages idéaux. On note que la plupart des missions de télécommunications sont définies généralement sur une bande de fréquence. Aussi, le retour sur l'ouverture permet de définir les lois de phase non seulement en fréquence centrale mais aussi sur chacune des fréquences d'étude. Le nombre de fréquences d'études peut être variable en fonction de la précision désirée par l'utilisateur. Généralement, la synthèse de RA s'opère sur 4 à 6 fréquences. Cette étape de conception de RA de retour sur l'ouverture est désormais bien connue dans la littérature. Aussi, plusieurs algorithmes peuvent l'effectuer comme ceux qui utilisent les techniques de Phase Only Synthesis (POS) [37].

La troisième étape, et non des moindres, consiste à sélectionner judicieusement les cellules de RA permettant d'assurer la loi de phase spécifiée à toutes les fréquences. La sélection de l'ensemble des cellules de RA est appelée usuellement l'étape de synthèse. Cette étape semble la plus fastidieuse car il faut connaître préalablement les propriétés EM de chaque cellule via sa matrice de réflexion. Classiquement, les cellules sont simulées dans des conditions d'infinie-périodicité à l'aide de logiciels rigoureux pour la classification des cellules sous forme de bases de données ou de modèles. Cette thèse porte précisément sur cette étape de synthèse.

La quatrième étape porte sur la vérification et la validation de la conception. Une simulation complète du réseau permet de finaliser la conception d'une antenne RA. Les deux méthodes rigoureuse et segmentaire présentées dans le paragraphe précédent permettent d'obtenir le diagramme de rayonnement complet de l'antenne à toutes les fréquences.

Finalement, la figure 1.9 résume les étapes de conception d'un RA dans le cas général. Partant d'un cahier des charges donné, la synthèse du réflecteur formé équivalent est rapidement établie à l'aide de logiciels commerciaux. Connaissant le réflecteur formé équivalent et ayant un moyen de caractérisation complet des cellules de RA, il est possible de sélectionner les cellules adaptées pour réaliser la loi de phase requise pour que la mission spécifique soit identique. On obtient ainsi la disposition finale des cellules, usuellement appelée layout en anglais, avec les performances associées en champs lointains calculées à l'aide de méthodes rigoureuses ou segmentaires.

Le point central de la synthèse de RA réside donc dans la sélection judicieuse des cellules en fonction de leur caractéristiques EM pour qu'elles répondent au mieux à la loi de phase idéale à réaliser pour chacune des fréquences d'application. La figure 1.10 schématise la problématique générale de la synthèse. A partir d'un diagramme de rayonnement souhaité, souvent équivalent à celui réalisé par le réflecteur classique, défini sur N_f fréquences, l'objectif est de sélectionner les X_k géométries de cellules juxtaposées (où

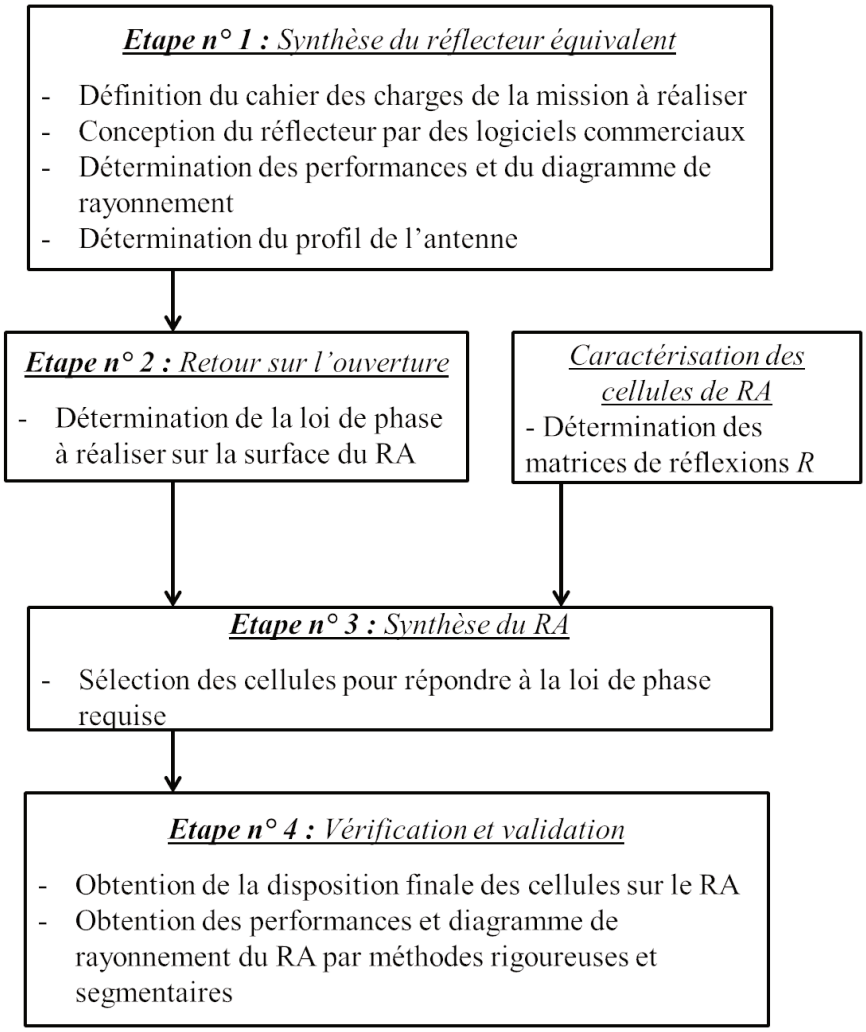


FIGURE 1.9 – Algorithme simplifié pour la conception d'un RA.

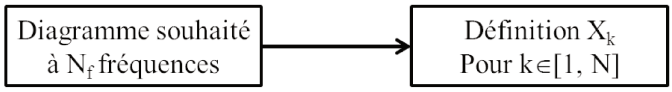


FIGURE 1.10 – Problématique générale pour la synthèse de RA.

$k \in [1\,;N]$ et N correspond au nombre total de cellules qui constituent l'antenne RA) pour répondre à la mission souhaitée.

On note dans cette problématique qu'un certain nombre de paramètres est a priori fixé. En effet, on fait l'hypothèse que la topologie du réseau est préalablement dimensionnée que cela soit sur le type de cellule utilisé ou le nombre et la lattice (taille de maille) des cellules.

L'objectif de la partie suivante est de faire l'état de l'art des différentes méthodes de synthèse pour répondre à cette problématique.

1.3.4.2 Premières synthèses

Les premières synthèses de RA se basent sur un processus de conception assez simple où seule la phase de la polarisation principale à une fréquence donnée est contrôlée sur l'ouverture rayonnante (POS). Typiquement, cela se fait en sélectionnant la géométrie de chaque élément sur le panneau réfléchissant de sorte qu'il fournisse la phase locale souhaitée. D'une manière générale, l'accord d'un paramètre géométrique unique est suffisant pour obtenir une plage de phase de presque 360°. Une simple correspondance entre la géométrie cellulaire et la phase locale peut être ensuite établie.

Historiquement [38], le premier RA consiste simplement à modifier la longueur des guides d'ondes constituant la surface réflectrice pour la réalisation du déphasage désiré afin de dépointer le faisceau directif. Bien que limité en termes d'application (du fait de l'encombrement et de la forte masse de l'antenne), ce système a démontré tout le potentiel de cette technologie.

1.3.4.3 Synthèses bijectives pour des diagrammes à faisceaux directifs

Rapidement, les technologies de synthèse se sont orientées vers l'utilisation de surfaces imprimées [39] [40]. Précisément, les éléments rayonnants sont de petites cellules (typiquement de l'ordre de quelques dixièmes de longueur d'onde) sur lesquelles on imprime des surfaces métalliques dont les dimensions et motifs sont variables pour accéder aux différents déphasages requis.

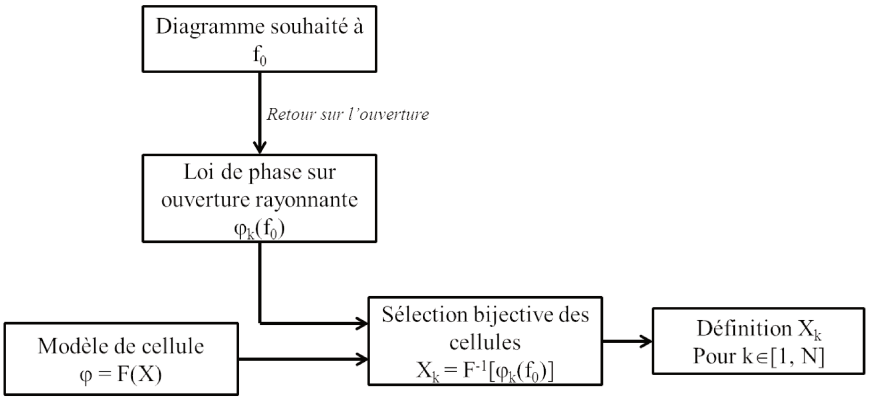


FIGURE 1.11 – Synthèse classique mono-fréquence.

La figure 1.11 propose le schéma de principe de cette synthèse, proche de celle de la conception générale de RA. L'objectif est de réaliser un diagramme de rayonnement mono-fréquence dont la fréquence de fonctionnement est f_0. L'étape de conception n° 2 permet d'obtenir la loi de phase requise sur l'ouverture rayonnante pour réaliser la mission. L'étape n° 3 consiste à sélectionner de manière bijective les cellules de RA dont on connaît les propriétés EM (la phase ϕ en fonction de la géométrie de la cellule X) à la loi de phase désirée ϕ_k à la fréquence f_0. Dans ce cas, la disposition finale des cellules X_k constituant l'antenne est faite de manière déterministe.

L'un des inconvénients de cette méthode est que l'on fait l'hypothèse d'avoir une bijection parfaite entre le déphasage généré par les cellules et la loi de phase à réaliser. En pratique, il est difficile d'obtenir cette bijection parfaite. Aussi, si aucune cellule ne répond au déphasage requis, on sélectionne usuellement celle qui s'en rapproche le plus.

A titre d'exemple, [41] illustre l'utilisation de simples patchs dont les dimensions sont variables, ce qui permet de générer un faisceau directif (dépointage de 30 °) en jouant sur les déphasages générés par chacune des 528 cellules constituant le RA plan. Une méthode, dite rigoureuse précédemment, permet de définir le design des patchs requis pour réaliser le dépointage. De la même manière, [42] joue sur la rotation de chacune des cellules pour modifier le déphasage généré par celles-ci (sans toucher aux dimensions des motifs).

Bien que ces résultats soient prometteurs, les auteurs discutent déjà quant à la différence des résultats entre simulations et réalisations. En effet, ils nous mettent en garde sur les observations des erreurs de phase des cellules générées en simulations infinies-périodiques et celles dans un environnement

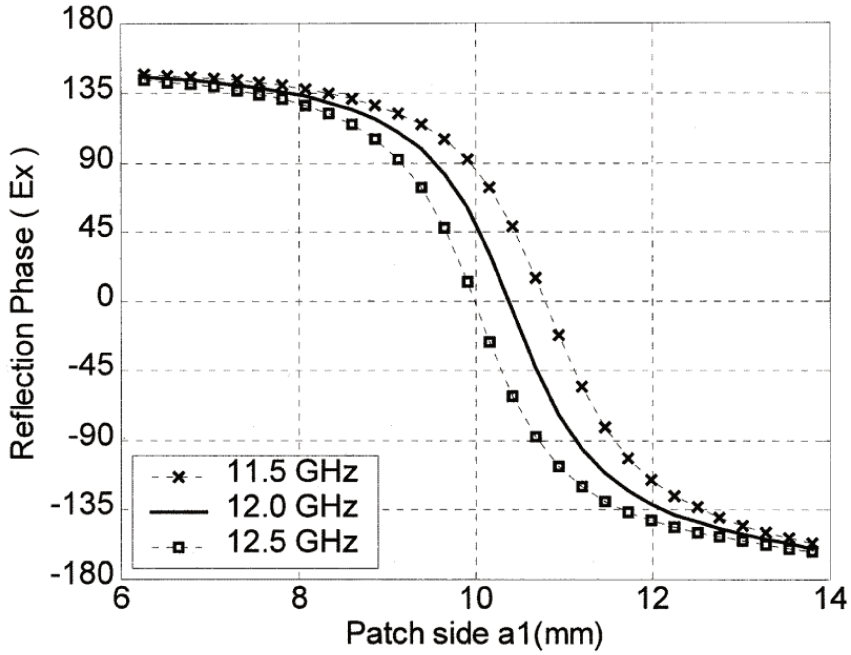


FIGURE 1.12 – Variation de phases d'un élément rayonnant multi-couches en fonction de la taille d'un patch.

réel. Finalement, le design de RA requiert l'utilisation de modèles et de logiciels précis tant pour la synthèse que pour l'analyse de RA afin d'améliorer les performances globales.

L'évolution de la synthèse passe notamment par la complexification des motifs imprimés [43]. [44] et [45] présentent d'ailleurs les premiers éléments multi-couches (respectivement deux et trois couches) constitués de patchs imprimés dont les dimensions sont variables. Dans le même objectif de modifier le champ incident dans une direction de dépointage donnée, le choix des cellules s'opère de manière bijective depuis la caractérisation des cellules pour sélectionner des variations de phase linéaires.

La figure 1.12 montre la caractérisation typique en termes de phase d'un élément rayonnant lorsque la taille d'un patch (a*1*) varie. Clairement, on observe que, quelle que soit la fréquence, il est possible d'accéder à n'importe quel déphasage compris entre -170° et 140° en modifiant la taille du patch. On note que ces lois de phase sont obtenues à l'aide de la méthode spectrale de type MoM dans des conditions d'infinie-périodicité. Dans ce cas, la synthèse dite bijective consiste à puiser dans cette base de données, créée à partir de ces simulations.

La synthèse de RA pour la génération de faisceaux directifs ne s'applique souvent que pour des faibles bandes passantes suivant une seule polarisation. Dans les travaux effectués dans [46], les auteurs tentent d'augmenter la bande passante jusqu'à 19% à l'aide d'une méthode d'analyse rapide [47]. Cependant, les méthodes de synthèse pour la génération de faisceaux directifs restent limitées en termes d'application.

1.4 Amélioration de la synthèse

L'objectif de cette partie est double. Le premier est de savoir comment caractériser précisément les réponses en termes de matrice de réflexion des cellules de RA pour un jeu de paramètres d'entrées multiples. Le deuxième est de détailler les différentes méthodes d'optimisation de la synthèse dans le choix des cellules caractérisées. Les méthodes de synthèse sont présentées de façon chronologique afin d'établir un état de l'art non exhaustif des différentes améliorations effectuées dans la littérature.

1.4.1 Synthèses pour des diagrammes complexes

La plupart des applications spatiales nécessitent la réalisation de diagrammes de rayonnement plus complexes. Typiquement, les diagrammes concernant les applications de télécommunications sont formés. Les missions proposées sont, de plus, rarement définies dans des fonctionnements mono-fréquence. C'est pourquoi la synthèse doit tenir compte des spécifications de l'ensemble d'une bande de fréquences complète. Dans ce cas, il est possible d'optimiser le gain, quelle que soit la direction désirée et quelle que soit la fréquence de fonctionnement. Aussi, les lois de phase idéales à réaliser, obtenues à l'aide de méthodes POS, par les cellules du RA ne sont plus linéaires (cas général de la figure 1.4) et les méthodes de synthèse des RA évoluent pour améliorer tant les temps de calculs que les performances.

La figure 1.13 propose le schéma de principe de la synthèse de RA multi-fréquences. Les modèles de cellules sont, dans ce cas, préalablement connus à toutes les fréquences de fonctionnement et le retour sur l'ouverture s'opère à toutes les fréquences. L'originalité de la synthèse tient au fait qu'il y ait un compromis dans la sélection des cellules X_k. En effet, il est impossible de sélectionner de façon bijective toutes les cellules respectant simultanément l'ensemble des spécifications en phase dans la bande de fréquences complète. Aussi, l'objectif consiste à minimiser l'erreur de phase générée entre les phases requises et celles générées par les modèles dans la bande d'étude.

Plusieurs études ont été menées sur la base de cette synthèse. [48] présente la conception d'un RA pour une application spatiale fonctionnant pour une double polarisation générant deux diagrammes de rayonnement : une

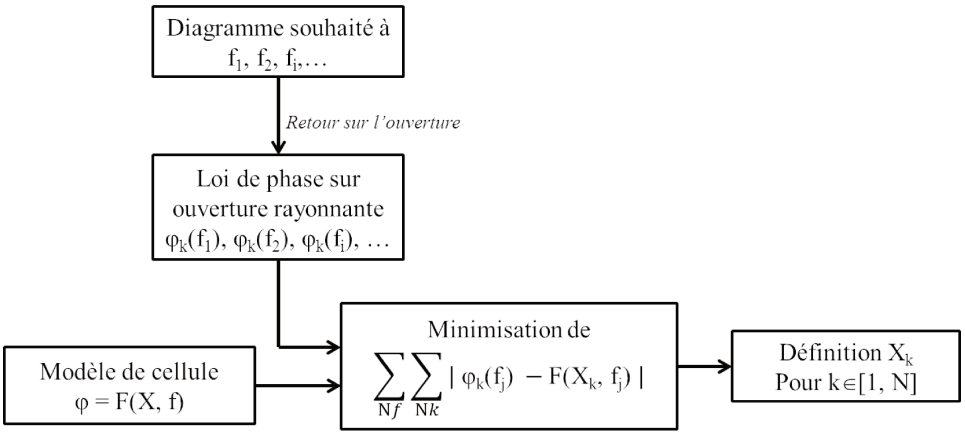


FIGURE 1.13 – Synthèse classique multi-fréquences.

couverture formée et un faisceau directif. Trois couches imprimées de patchs rectangulaires forment la cellule unitaire. On note que le fait d'avoir la possibilité d'utiliser des patchs rectangulaires permet d'obtenir une forte flexibilité en termes d'accessibilité en phase par les cellules. La particularité de cette étude consiste à obtenir la phase idéale requise non seulement à la fréquence centrale mais aussi en fréquences extrêmes dans la bande d'étude. On rappelle d'ailleurs que chaque loi de phase est différente puisque l'objectif est de combler un retard plus ou moins important pour la réalisation du diagramme de rayonnement. La difficulté réside dans l'optimisation du design de chacune des cellules unitaires. Pour ce faire, la solution envisagée est de fixer certains paramètres géométriques pour réduire le nombre de degrés de liberté. Les dimensions variables restantes sont ajustées au mieux pour correspondre à la loi de phase de chacune des polarisations par une routine d'analyse itérative basée sur la méthode MoM [49] à la fréquence centrale. Un algorithme d'optimisation basé sur la méthode de Flectcher-Powell [50] permet d'ajuster localement et simultanément les éléments dans la bande d'étude.

Cependant, la synthèse obtenue présente quelques limites. En effet, les couvertures obtenues ne sont pas tout à fait réalisées et les performances dans la bande ne sont pas atteintes. Les auteurs indiquent que ces limites sont d'abord dues aux pertes intrinsèques des matériaux et ensuite à l'erreur de phase en fréquences latérales obtenue entre cellules simulées dans un environnement quasi-périodique post-synthèse et les lois de phases requises.

Une approche identique a été faite dans l'une des études précédant cette thèse [3]. Plusieurs stratégies de sélection des cellules pour une application multi-fréquences sont présentées, estimées et comparées. En effet, ces ap-

proches visent à obtenir les phases idéales et améliorer le diagramme de rayonnement sur l'ensemble de la bande d'étude. Trois approches sont réalisées pour améliorer les performances : la première jouant sur la dispersion, la deuxième visant à optimiser la puissance rayonnée en limitant les pertes (MRC) et la troisième tenant compte des variations géométriques des cellules juxtaposées. Cependant, les hypothèses de simulation ne permettent pas d'obtenir une grande fiabilité sur l'utilisation de ce type de synthèse.

1.4.2 Méthodes avancées d'optimisation de la synthèse

1.4.2.1 Principe d'innovation

Une nouvelle étape de synthèse a été franchie en travaillant directement sur le diagramme de rayonnement généré par le RA pour améliorer les performances globales. La figure 1.14 propose à ce titre le schéma de principe de cette synthèse de RA dite directe.

Le principe général reste l'obtention d'un diagramme de rayonnement respectant un cahier des charges complexe. Celui-ci peut notamment définir des contraintes de gain sur la co- et la cross-polarisation variables sur l'ensemble des directions visées, opérer dans une large bande ou préciser des zones dites de nuls de rayonnement. On note que les spécifications requises sont rassemblées dans le vecteur objectifs $\overrightarrow{E}^{\text{obj}}(f_j)$.

Pour ce faire, deux types de modèles sont nécessaires. Le premier modélise, comme dans le cas de la synthèse multi-fréquences, les cellules tel que l'on connaisse les propriétés EM spécifiques de chacune d'entre elles. Le second modèle permet de calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne RA globale à partir des cellules sélectionnées. Ce modèle peut être défini à base de méthodes rigoureuses ou segmentaires. Cependant, nous avons observé que l'approche rigoureuse pouvait fortement augmenter les temps de calcul. Aussi, dans l'ensemble des synthèses suivantes proposées dans la littérature, les modèles de calcul de diagrammes de rayonnement seront toujours établis à partir de méthodes segmentaires (en faisant l'hypothèse de périodicité locale des éléments).

La sélection de l'ensemble des cellules constituant l'antenne s'opère en minimisant l'erreur générée entre le champ rayonné objectif $\overrightarrow{E}^{\text{obj}}(f_j)$ et le champ réalisé par le RA $\overrightarrow{E}^{\text{real}}(f_j)$, et ce à toutes les fréquences de fonctionnement. Enfin, un raisonnement itératif en jouant successivement sur les géométries de cellules X_k permet de réduire cette erreur.

Plusieurs méthodes se basent sur cette technique d'optimisation de synthèse dite directe. Aussi, les méthodes basées sur l'Intersection Approach,

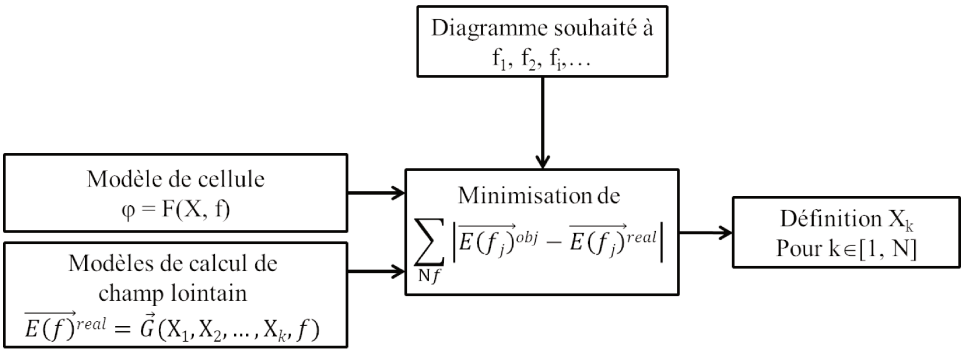


FIGURE 1.14 – Synthèse avancée directement sur le diagramme de rayonnement.

Swarm, Levemberg-Marquardt, le min / max ou pour la gestion cross polarisation illustrent cette approche directe.

1.4.2.2 Intersection Approach

Les travaux présentés dans [51] illustrent les premières techniques d'optimisation directe pour la synthèse de RA. En effet, la procédure permet de modéliser et d'optimiser simultanément l'ensemble des cellules constituant le réseau en se basant sur des techniques d'IA (Intersection Approach) [52].

A titre d'exemple, un petit RA a été simulé, fabriqué et testé dans [53] pour la génération de couvertures formées. Cependant, de fortes incohérences entre simulations et mesures ont été observées. Basés sur la même technique de synthèse, [54] et [55] tiennent compte des positions de chacune des cellules sur le réseau (donc de l'angle d'incidence) dans le processus d'optimisation. Pour ce faire, une méthode d'analyse rigoureuse est requise. L'utilisation de cette méthode devient cependant trop lourde en termes de temps de calcul. [56] présente une procédure permettant de diminuer ces temps de calcul.

1.4.2.3 Swarm

Les travaux présentés dans [57] utilisent une méthode de synthèse originale basée sur un algorithme d'optimisation de type essaim (*swarm optimization* [58]) pour des applications multi-faisceaux asymétriques. Cette technique d'optimisation, sensiblement proche des algorithmes génétiques, est rapide et simple à mettre en œuvre tout en nécessitant de faibles ressources de calculs. Cette méthode semble adaptée aux problèmes d'électromagnétisme puisqu'elle ne requiert pas une bonne condition initiale (contrairement aux méthodes classiques). Cependant, elle présente trois inconvénients :

– elle ne s'applique qu'à des RA de petites tailles (typiquement une

centaine d'éléments dans l'exemple) alors que les RA pour application de télécommunications spatiales peuvent contenir plusieurs milliers de cellules à synthétiser simultanément,
- elle ne peut s'appliquer à la réalisation de couvertures formées,
- elle ne gère que les objectifs de co-polarisation et la gestion de la cross est inenvisageable.

1.4.2.4 Levemberg-Marquardt

Une autre méthode d'optimisation de la synthèse se base sur l'utilisation d'algorithme de type Levenberg-Marquardt [59] [60] pour la réalisation de couvertures formées. Du fait du grand nombre de degrés de liberté que proposent ces problèmes complexes, une forte expertise est nécessaire pour sélectionner judicieusement les paramètres d'optimisation afin d'assurer la convergence de l'algorithme tout en évitant les minimums locaux. Généralement, cette méthode d'optimisation reste adaptée pour la modélisation et la synthèse de systèmes non linéaires où le nombre d'itérations est drastiquement réduit par rapport aux méthodes de descente de gradient dites classiques. Elle reste néanmoins moins précise que les méthodes quasi-newtoniennes. [60] illustre cette méthode sur la synthèse d'un RA constitué de 900 éléments pour la génération d'un faisceau directif. Puisque le calcul de la matrice jacobienne est très coûteux dans ce processus, l'objectif de cette étude est d'optimiser chacun des blocs de l'algorithme pour réduire les temps de calcul. Le calcul des éléments de la matrice jacobienne, indépendamment les uns des autres à des fins de parallélisation, permet de diminuer d'un facteur 80 le temps de la synthèse. Cette méthode reste fastidieuse à mettre en œuvre pour des applications généralisées de synthèse de RA, notamment pour la prise en compte et la gestion de spécifications plus contraignantes comme la cross-polarisation.

1.4.2.5 Méthode basée sur un algorithme min / max

L'un des acteurs majeurs sur la synthèse de RA est la société TICRA. Une nouvelle technique d'optimisation directe est utilisée dans l'ensemble de leurs travaux [61]. L'objectif est d'obtenir une précision comparable aux techniques utilisées pour la conception d'antennes réflecteurs formés. La méthode est basée sur la combinaison d'un algorithme d'optimisation de type min / max et de méthodes MoM, toujours en supposant la périodicité locale des cellules. Le travail porte particulièrement sur une méthode d'analyse de RA pour diminuer les temps de calcul. A l'aide de cette routine, l'objectif est de diminuer le maximum d'erreur entre les résultats d'analyse du RA comparé au cahier des charges requis sur la couverture. Un lien direct est donc établi entre les spécifications (gain requis sur l'ensemble de la couverture) et les variables d'optimisation (géométrie des cellules). Une telle

méthode d'optimisation tient compte notamment des objectifs de co et de cross-polarisation sur le diagramme de rayonnement.

Une nouvelle étape de conception a été franchie dans [62] tout en utilisant la même méthode d'optimisation généralisée en modifiant l'orientation des motifs unitaires.

Une illustration complète de cette méthode pour un RA plan est décrite dans [63] sur une mission de télécommunications en bande Ku. Les performances obtenues par le RA sont presque équivalentes au réflecteur formé sur les bandes de transmission et de réception pour une double polarisation linéaire. Une validation par une méthode rigoureuse permet de valider le design RA conçu dans des conditions de périodicités locales. De la même manière, le design de RA parabolique peut être envisagé, pour le moment seulement en simulation. Certains résultats sont détaillés dans [64] dont la méthode d'analyse est décrite en [65].

On note que cette méthode peut être généralisée à la synthèse de surfaces dichroïques puisque l'algorithme a été utilisé pour la réalisation de FSS dans [64].

Cependant, le processus d'optimisation nécessite une nouvelle fois la connaissance des matrices de réflexion des éléments unitaires. Cela requiert en amont la création d'une base de données (DB) très fournie pouvant prendre plusieurs semaines de calcul pour sa création. De plus, l'optimisation directe des géométries de cellules requiert des cellules non référencées dans cette DB. Aussi, l'utilisation d'interpolation entre cellules issues de la DB peut générer de l'imprécision, d'autant plus que les angles d'incidences, non pris en compte, varient.

1.4.2.6 Gestion cross polarisation pour la synthèse

Les cahiers des charges devenant de plus en plus stricts dans les applications spatiales, un intérêt tout particulier a été porté dans la conception de certains algorithmes de synthèse pour la gestion de la cross-polarisation.

Des techniques générales de synthèse incluant l'optimisation de la cross-polarisation sont par ailleurs détaillées dans [66]. En effet, les méthodes de synthèse précédentes de types POS, IA ou LMA ne traitent que des spécifications sur la co-polarisation sans contrôler la cross. C'est pourquoi deux principales méthodes de gestion de la cross sont proposées ici.

La première consiste à réduire les paramètres de cross à l'échelle de la cellule. Une méthode simple consiste à jouer sur la rotation des éléments

unitaires pour réduire la cross-polarisation sans affecter les performances en termes de co-polarisation [67] [68]. Les résultats montrent que la cross-polarisation peut être réduite de 10dB par rapport à la synthèse sans rotation d'élément. Une autre technique pour abaisser le niveau de cross-polarisation repose sur le positionnement des éléments de telle sorte que chaque élément soit le miroir immédiat de son élément voisin dans les deux sens [67]. Nous discuterons plus précisément de cette problématique dans le chapitre «Choix de l'élément rayonnant».

La seconde, plus flexible mais aussi plus coûteuse en temps de calcul, consiste à optimiser directement la cross sur le diagramme de rayonnement complet de l'antenne RA lors de la synthèse. A titre d'exemples, les derniers algorithmes [69] et [70] présentent une méthode d'optimisation directe de la cross pour la synthèse de RA évoluant en double polarisation linéaire. La méthode utilise l'approche d'IA couplée avec un algorithme LMA. En travaillant sur le temps de calcul (parallélisation), les résultats montrent une réduction de 8dB sur les deux polarisations.

Si les résultats sont encourageants, plusieurs études restent cependant nécessaires pour améliorer les performances en termes de gain et de temps de calcul. En effet, la réduction de la cross-polarisation ne doit en aucun cas réduire les résultats obtenus sur la co-polarisation. Or la flexibilité et l'accessibilité des différentes phases dans le choix des cellules indiquent qu'un compromis doit être réalisé.

1.4.3 Utilisation de modèles pour la synthèse

Si l'ensemble des méthodes présentées précédemment sont précises et efficaces pour la synthèse de RA, elles pâtissent néanmoins du fait que la connaissance rigoureuse des matrices de réflexion des éléments unitaires soit une donnée sine qua non pour la sélection de celles-ci dans la réalisation des lois de phase requises. En effet, quelle que soit la méthode de synthèse, bijective, multi-fréquences ou directe, un modèle précis des cellules de RA est nécessaire pour connaître les propriétés EM intrinsèques de chacune d'entre elles, en particulier en termes de phase. C'est pourquoi de nombreuses bases de données ont été réalisées pour classifier et répertorier les éléments dans des environnements quasi-périodiques.

Une alternative à la conception de bases de données est l'utilisation de modèles comportementaux pour la synthèse de RA. La figure 1.15 présente le principe général de modèles comportementaux. Ils permettent de reproduire le comportement de systèmes linéaires ou non, fidèlement à la réponse des systèmes réels. Dans le cas de la caractérisation de cellules de RA, les modèles doivent retranscrire le comportement EM par le biais de la matrice

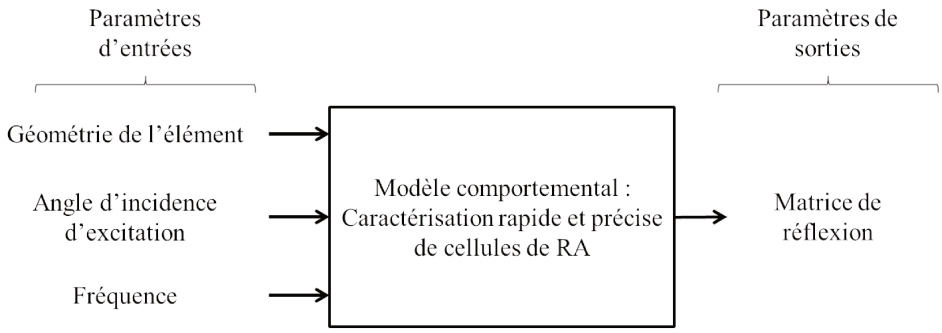


FIGURE 1.15 – Principe du modèle comportemental pour la caractérisation de cellules de RA.

de réflexion à partir du jeu de paramètres d'entrées associé à la cellule. Typiquement, celle-ci est définie suivant sa géométrie, son angle d'incidence d'excitation et sa fréquence d'utilisation. Ce paragraphe propose de classer quelques modèles utilisés d'abord pour la caractérisation des éléments unitaires, puis pour la synthèse.

1.4.3.1 Modèles basés sur la synthèse de filtres

L'utilisation de filtres [71] peut être une solution alternative à la génération de bases de données pour la synthèse de RA ou, dans le cas détaillé dans [72], aux FSS. Une méthode générale de conception de filtres passifs permet de dimensionner le FSS. La synthèse s'opère suivant deux étapes. La première consiste à caractériser chacune des couches du FSS(N couches), en utilisant par exemple des filtres d'ordre 3 et 4 de type Chebyshev ou Butterworth. La seconde consiste à déterminer de façon bijective les paramètres géométriques de l'ensemble des dimensions à appliquer sur la structure pour réaliser la mission spécifique. Cependant, la structure générale des FSS présente l'inconvénient d'être lourde et encombrante. Les relations analytiques des composants électriques et des propriétés géométriques physiques sont par ailleurs très fastidieuses à décrire.

1.4.3.2 Modèles basés sur les circuits équivalents (CE)

Plus généralement et plus simplement, certaines études portent sur la modélisation directe de cellules de RA par circuits équivalents (CE). A titre d'exemple, les travaux de [73] et [74] présentent respectivement des modélisations simples par CE de cellules de types simple et double anneaux métalliques carrés. La modélisation par CE présente de très bonnes performances, c'est-à-dire qu'il est possible de réaliser n'importe quel déphasage en jouant sur les paramètres radioélectriques et ainsi déterminer la géométrie de l'élément associé sans avoir recours à la simulation rigoureuse. Cependant,

la modélisation ne fonctionne qu'en incidence normale. Les erreurs générées lorsque l'incidence devient oblique provoquent des différences de phase allant jusqu'à 50°, ce qui rend inenvisageable le processus de synthèse.

1.4.3.3 Modèles basés sur les méthodes de krigeage

Une autre méthode d'interpolation généralisée consiste à utiliser le krigeage [75]. La méthode permet de modéliser de façon statistique un ensemble de données connues. Plus précisément, comme les algorithmes d'apprentissage par l'exemple, l'information est injectée dans un processus d'entraînement où la relation Entrées (IN) / Sorties (OUT) est connue afin de prédire la sortie de n'importe quel autre jeu d'entrées. De plus le krigeage semble adapté au processus déterministe. Un exemple en [76] propose de modéliser la matrice de réflexion de cellule de RA de type anneau métallique rectangulaire. Les résultats sont encourageants puisque l'erreur de prédiction sur le paramètre de phase du $R_{TE\text{-}TE}$ reste faible. Les avantages sont multiples : la base de données nécessaire à l'entraînement n'a pas besoin d'être aussi fournie que pour une synthèse classique, et surtout le temps d'accès aux sorties du système non linéaire est presque immédiat. Une nouvelle fois, il en résulte que la sélection des cellules pour la synthèse peut être établie sans avoir recours à de nombreuses simulations rigoureuses.

La méthode de krigeage reste cependant difficile à mettre en œuvre et ne permet pas de modéliser précisément l'amplitude des paramètres de la matrice de réflexion. Or les pertes associées aux cellules sont importantes dans le processus de synthèse.

1.4.3.4 Modèles basés sur les réseaux de neurones artificiels (RNA)

Une approche similaire consiste à utiliser les réseaux de neurones artificiels (RNA), ou Artificial Neural Network (ANN) en anglais. L'objectif des ANN, par analogie avec la méthode de krigeage, est de modéliser le comportement de tout système non linéaire. A ce titre, la modélisation de la réponse EM de cellules de RA en fonction de sa géométrie peut être envisagée. De la même manière, l'avantage majeur est d'accéder aux propriétés EM très rapidement. L'une des œuvres de référence en matière de description et conception d'ANN est [77]. Nous proposons de détailler plus précisément le principe général des ANN dans le chapitre 3 de ce document puisque nous utilisons ce type de modèle dans cette étude.

Les ANN ont d'ailleurs déjà été utilisés pour la modélisation de cellules de RA dans la littérature. [78] présente les résultats obtenus sur la méthode de caractérisation par ANN d'une cellule de type croix de malte (deux paramètres géométriques). Les résultats en termes de temps de calcul,

d'accessibilité rapide et de ressources de mémoires sont très prometteurs. La précision du modèle est en plus fiable sur les caractéristiques de phase suivant deux polarisations directes. Les erreurs de phase sont cependant bien plus fortes (>60° dans les zones de résonance des cellules). La modélisation de la cross-polarisation n'est en plus pas réalisée.

Diverses études utilisant la même approche ont été développées. [79] et [80] présentent la modélisation uniquement en termes de réponses en phase de cellules de type Minkowski double-couches (Figure 1.16.f) dont l'apprentissage par l'exemple s'effectue à partir de simulations rigoureuses opérées à l'aide de CST-Microwave Studio. [81] utilise la modélisation par ANN appliquée à des cellules multi-couches comportant des patchs rectangulaires (figure 1.16.c). L'algorithme de conception empirique tient compte de 9 entrées distinctes pour caractériser complètement la matrice de réflexion, y compris les paramètres de cross-polarisation. Dans cette étude sont considérés 6 paramètres géométriques des cellules, 2 pour l'incidence d'excitation et 1 pour la fréquence. La bonne corrélation entre les réponses ANN et MoM permet donc une caractérisation rapide et efficace des cellules. Il est cependant difficile d'envisager une synthèse d'une antenne complète uniquement à partir de ce modèle.

Une nouvelle étape a été franchie dans [82] où l'utilisation d'ANN pour une autre cellule multi-couches constituée de patchs imprimés est utilisée (Figure 1.16.d). La caractérisation rapide est envisagée pour la comparaison de synthèse de RA dans la réalisation d'une couverture formée. Le résultat principal de cette étude montre que le temps d'accès entre la modélisation par ANN et la méthode classique MoM est divisé par 750 pour un RA constitué de presque 7000 cellules. A l'observation, les erreurs entre les lois de phase générées par ces deux méthodes pour la réalisation d'une couverture formée sont inférieures à 7° sur la plus grande partie de la surface. La moyenne d'erreur est par contre de 10,72°, ce qui implique que certaines zones du RA présentent de très fortes erreurs entre les deux méthodes. On imagine que ces erreurs surviennent dans le cas où les cellules sont modélisées dans leur zones de résonances respectives. Malgré ces erreurs sur la phase, la validation des travaux consiste à analyser les champs lointains obtenus par les deux méthodes. Les différences en termes de gain sont pratiquement identiques, ce qui valide la bonne caractérisation globale de l'antenne. Cependant, on note que la conception d'ANN n'est en aucun cas utilisée pour la synthèse de RA. En effet, les ANN ne permettent pas dans cette étude de sélectionner judicieusement les cellules pour la réalisation de la mission spécifique. Cette étude compare simplement les diagrammes de rayonnement entre des cellules modélisées par ANN ou simulées à l'aide de la méthode MoM.

1.5 Choix de l'élément rayonnant

On comprend que le point clé dans le processus de synthèse est le choix judicieux des propriétés EM des cellules en fonction de leurs géométries, substrats et incidence d'excitation. Cette partie propose de faire un bref état de l'art des cellules utilisées dans la littérature pour la réalisation de l'ensemble des déphasages requis dans le but de réaliser des diagrammes de rayonnement spécifiques.

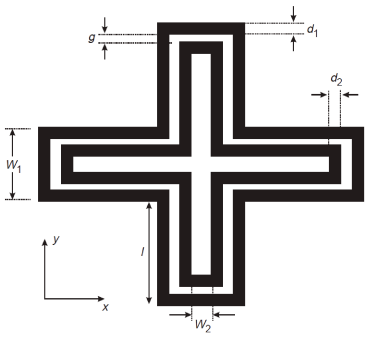
1.5.1 Différents types de cellules

La technologie des cellules imprimées offre un panel de possibilités de conception presque infinies pour l'utilisateur, du plus simple patch imprimé jusqu'à des structures asymétriques bien plus complexes, tant sur la simulation que la fabrication. [83] présente une analyse non exhaustive de quelques cellules unitaires utilisant différentes formes d'éléments rayonnants comme des patchs carrés, des fentes rectangulaires, des fentes triangulaires, des boucles carrées et éléments de type Minkowski.

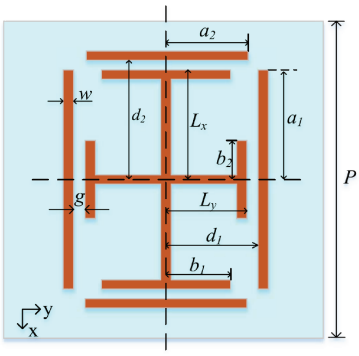
La figure 1.16 présente quelques géométries de cellules utilisées dans la littérature pour la conception de RA. En modifiant les valeurs des paramètres géométriques, il est possible d'accéder à n'importe quel déphasage. On note que les pertes intrinsèques à chaque cellule dépendent du/des motifs imprimés.

L'utilisation de tel ou tel type de motifs ne se fait cependant pas au hasard. En effet, ce choix doit répondre à des problématiques beaucoup plus générales. Chacune des structures présente des avantages et des inconvénients et nous devons faire un compromis pour cette sélection. Certaines contraintes, autres que RF, n'autorisent pas l'utilisation de motifs multicouches. Dans le domaine spatial par exemple, les tests thermiques montrent que l'utilisation de ces motifs peut entraîner des problèmes de robustesse dus aux forts gradients de température. La bande de fréquence de fonctionnement est aussi un critère fondamental et régit la dimension de la lattice à adopter. De plus, les fréquences de résonance des motifs sont différentes, ce qui oblige à maîtriser l'application visée.

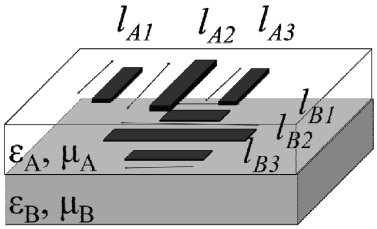
Nous décidons dans cette étude de sélectionner le motif Phoenix. La partie suivante le présente.



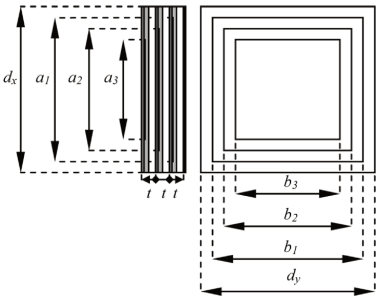
(a) Croix de Pharmacien [84] [85]



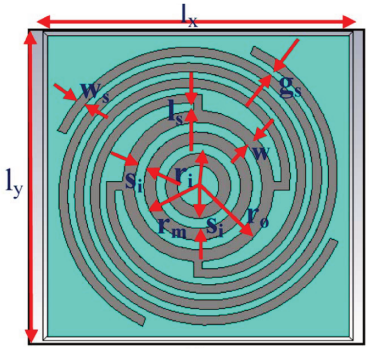
(b) Croix de Jérusalem [86]



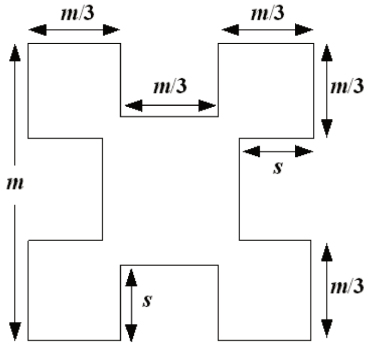
(c) Cellule bi-couches [81] [44]



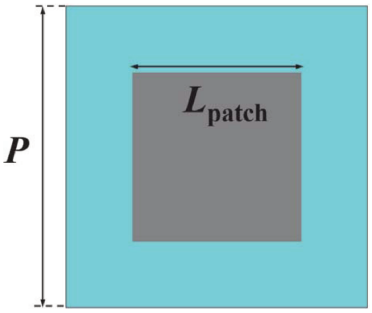
(d) Cellule tri-couches [82]



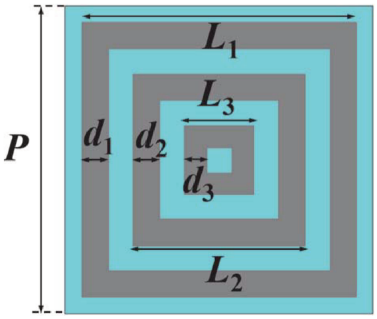
(e) Cellule à motif spirale [87]



(f) Cellule Minkowski [80]



(g) Cellule simple patch [88]



(h) Cellule multi-boucles carrées [88]

FIGURE 1.16 – Exemples de différentes cellules de RA.

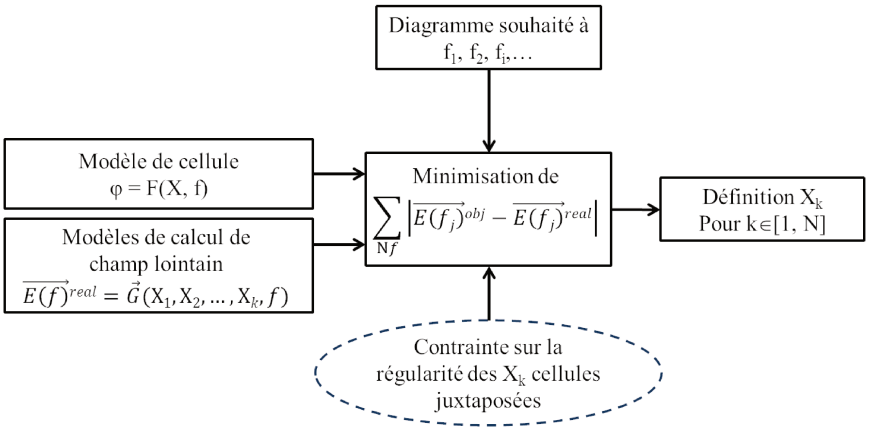


FIGURE 1.17 – Synthèse avancée directement sur le diagramme de rayonnement.

1.5.2 La cellule Phoenix

1.5.2.1 Respect des conditions de périodicité locale

Parce que les simulations rigoureuses ou les modèles répondent aux propriétés EM de cellules excitées dans un environnement de quasi-périodicité en respectant les conditions de Floquet [27], une seconde problématique apparaît dans le processus de synthèse de RA.

En effet, il ne suffit finalement pas de réaliser la phase idéale requise à toutes les fréquences pour réaliser une mission spécifique, il faut en plus que les cellules juxtaposées du layout ne diffèrent pas trop les unes des autres. Les variations géométriques de l'ensemble de la surface doivent finalement être «douces» pour respecter l'hypothèse de périodicité locale. En effet, on peut identifier deux types de couplage dans la caractérisation de cellule de RA. Le premier phénomène de couplage dit naturel s'observe avec l'interaction des cellules dans leur environnement quasi-périodique. Le second dit néfaste réside dans le fait que les propriétés EM peuvent être largement modifiées si les cellules avoisinantes sont différentes [89].

Aussi, la nouvelle approche de synthèse directe détaillée en figure 1.17 propose d'ajouter une contrainte sur la prise en compte de la régularité physique des cellules X_k juxtaposées.

A titre d'exemple, [90] compare les synthèses de plusieurs RA respectant la même loi de phase pour la réalisation d'une même mission mais dont les cellules géométriques sont différentes. Clairement, les performances sont différentes d'un layout à l'autre, ce qui nous pousse d'autant plus à tenir compte des variations géométriques des cellules juxtaposées. Nous sommes

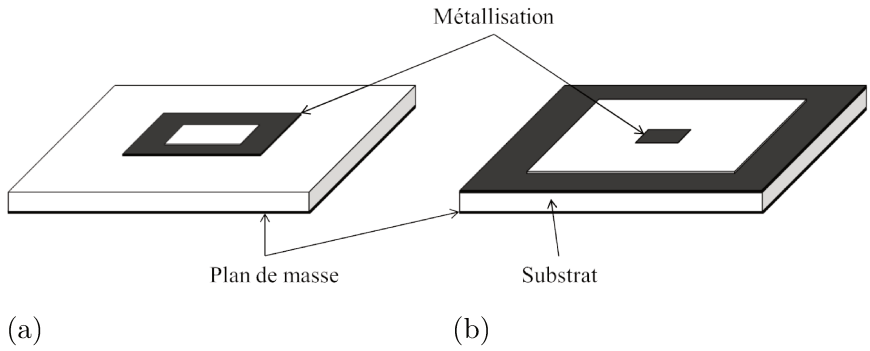


FIGURE 1.18 – Géométrie du motif Phoenix. (a) Capacitif. (b) Inductif.

conscients que le processus de synthèse est soumis à une nouvelle contrainte et qu'il devient, de ce fait, beaucoup plus complexe.

1.5.2.2 Propriétés de la cellule

Le choix de la cellule qui semble le plus approprié au vu de cette dernière contrainte est la cellule Phoenix. La figure 1.18 présente la cellule d'étude. Le motif de la structure est très simple : cela peut être un anneau métallique carré ou par dualité une fente annulaire carrée. Par abus de langage, on considère que la structure 1.18.a possède un comportement capacitif et la structure 1.18.b possède un comportement inductif.

Les avantages de cette cellule sont multiples. La plage de phase accessible par ces géométries permet de réaliser un cycle complet de 360°, ce qui est fondamental pour la réalisation de missions quelconques. De plus, la complémentarité des deux structures permet de réaliser ce cycle de phase en partant d'une géométrie de cellules pour y revenir en fin de cycle. A notre connaissance, c'est la seule cellule de RA proposant cette possibilité dite de «renaissance» [91].

Enfin, il est possible d'augmenter le nombre de degrés de liberté de la cellule en intégrant des motifs carrés de type patchs ou fentes au centre des cellules pour avoir accès à une diversité de phases notamment dans la bande de fréquence.

On se propose de détailler plus précisément le principe de Phoenix dans le chapitre 2.

1.6 Enjeux de l'étude

Malgré les fortes avancées en matière de fabrication, conception et synthèse de RA, la technologie manque encore de maturité. Cette étude porte donc sur l'optimisation des processus de synthèse des RA.

La question est : comment est-il possible d'améliorer les performances globales d'antennes RA en bénéficiant d'un grand nombre de degrés de liberté ?

En effet, si le grand nombre de degrés de liberté est un avantage en termes d'accessibilité aux phases à différentes fréquences, il n'en est pas moins difficile de sélectionner judicieusement et simultanément les milliers de cellules qui constituent l'antenne RA. De plus, nous avons vu que les méthodes rigoureuses soulevaient des problèmes de temps de calcul inenvisageables pour une synthèse directe.

De ce fait, il semble nécessaire de concevoir :
- des modèles rapides pour la caractérisation de cellules de RA pour la cellule Phoenix. Nous proposerons des modèles de types ANN rapides, très précis, tenant compte de l'incidence, de la fréquence d'utilisation, de la géométrie des cellules pour les deux structures pour la modélisation. Les ANN tiennent compte de la phase et de l'amplitude pour la co- et la cross-polarisation
- des outils intelligents pour tenir compte de l'hypothèse de périodicité locale des cellules
- des méthodes et algorithmes d'optimisation pour la synthèse de RA pour tirer profit de l'ensemble des avantages de la technologie.

1.7 Conclusion

Ce chapitre a dans un premier temps montré comment, à partir des technologies des réflecteurs d'une part et celle des réseaux d'autre part, l'utilisation de RA pouvait répondre aux spécifications exigeantes des antennes embarquées sur satellite. Nous avons observé que l'intérêt de la technologie est multiple : en plus de réduire les coûts de fabrication, les RA ouvrent un fort panel de possibilités pour améliorer les performances globales des systèmes antennaires.

Le point central de la conception de RA est la sélection judicieuse des géométries de cellules sur l'ensemble de l'antenne. La conception est scindée en deux étapes.

Les méthodes de caractérisation des cellules à l'aide de bases de données ou de modèles comportementaux ont d'abord été présentées à l'aide de la matrice de réflexion. On a montré qu'il existe un compromis entre temps de calcul et précision de la caractérisation tout en tenant compte de l'incidence d'excitation et de la fréquence d'utilisation des cellules.

Une fois les cellules de RA caractérisées, c'est-à-dire dès que l'on connaît précisément le déphasage produit par celle-ci dans un environnement quasi-périodique, le processus de synthèse peut être envisagé. Un état de l'art a été proposé sur les méthodes de synthèse plus ou moins complexes. Les premières approches bijectives en associant une cellule au déphasage sont rapidement limitées en termes d'application. C'est pourquoi de nouvelles méthodes et de nouveaux algorithmes d'optimisation de la synthèse ont été développés dans la littérature.

Cependant, certains problèmes persistent. Le nombre de degrés de liberté élevé des cellules à modéliser simultanément engendre d'abord des problèmes de temps de calcul. La modélisation des cellules dans des conditions d'infinie-périodicité montre que la synthèse globale de l'antenne doit prendre en considération cette nouvelle contrainte. L'objet de cette étude, et ce qui est détaillé dans la suite du document, est de tenir compte de l'ensemble des contraintes observées précédemment pour la réalisation d'une synthèse optimisée de RA.

Chapitre 2

Représentation sphérique de cellules Phoenix

Sommaire

2.1 Introduction 44
2.2 Caractéristique géométrique de la cellule Phoenix 45
2.2.1 État de l'art 45
2.2.2 Cas canonique : cellule d'ordre 1 45
2.2.3 Mise en équation sur l'anneau 46
2.2.4 Analyse EM du cycle canonique 49
2.3 Extension de la représentation 50
2.3.1 Nouvel élément Phoenix 50
2.3.2 Principe de la représentation 52
2.3.3 Mise en équation et construction pour les cellules d'ordre 1 et 2 53
2.3.4 Disposition finale 56
2.3.5 Analyse théorique rapide par circuits équivalents . 57
2.4 Conclusion 62

2.1 Introduction

Parce que les propriétés de la cellule utilisée supposent que celle-ci est environnée par des cellules voisines identiques, le chapitre précédent a mis en évidence le fait que la régularité entre les cellules est un phénomène important dans le processus de synthèse de l'antenne complète. Le layout final de l'antenne RA doit ainsi présenter de faibles variations géométriques des cellules les unes par rapport aux autres pour améliorer les performances globales. La sélection des cellules doit tenir compte de cette nouvelle contrainte dans le processus de synthèse. Aussi, il semble nécessaire de créer des outils adaptés pour répondre à cette contrainte de régularité.

L'idée envisagée est de trouver un outil de représentation surfacique des cellules pour que celles juxtaposées sur le layout répondent à la contrainte de variations «douces». L'outil doit, dans ce cadre, se prévaloir de plusieurs hypothèses : il doit garantir l'unicité des cellules sur la surface, que la surface puisse reboucler sur elle-même (en d'autres termes, qu'elle soit fermée, continue et non-bornée), que la géométrie des cellules répertoriées évolue de manière continue et que toutes les géométries soient répertoriées. Le choix de représentation surfacique s'est rapidement porté sur une surface sphérique.

Divers intérêts motivent la conception de cette représentation sphérique. Le processus de synthèse permettra de respecter la contrainte d'infinie-périodicité naturelle. En effet, en se déplaçant sur la surface, on assure l'unicité du choix de la cellule tout en garantissant une variation géométrique continue (ie sans variation abrupte des géométries). Le système de coordonnées sphériques permet en plus de définir toutes les cellules à partir de leurs positions, ce qui sera bénéfique pour la réduction du nombre de variables d'optimisation lors du processus de synthèse.

Ce chapitre est organisé en deux parties. La première section illustre le cas canonique de la cellule Phoenix d'ordre 1. L'analyse d'un cycle de géométries en forme d'anneau, limité en termes de performances EM, sert de base pour la conception de la représentation sphérique des cellules d'ordre 2. Dans la deuxième section, la représentation sphérique est définie complètement. Une approche par circuits équivalents est proposée pour estimer les capacités de la représentation.

2.2 Caractéristique géométrique de la cellule Phoenix

2.2.1 État de l'art

Comme présentées dans le chapitre précédent, les structures Phoenix sont des cellules de RA spécifiques qui ont la propriété de fournir une gamme de phase complète de 360° tout en maintenant une évolution cyclique pour revenir à la géométrie initiale à la fin du cycle. Grâce à cette propriété théorique, dite de renaissance, il semble possible de concevoir des RA dont les variations géométriques des cellules juxtaposées sont douces sur l'ensemble de l'antenne. Le concept de cellules Phoenix a d'abord été initié dans [91] et différentes géométries possibles dérivées de la cellule Phoenix ont été ensuite étudiées [92] [93] [88] [94]. Une nouvelle étape a été franchie dans [95] où deux géométries différentes, une capacitive et l'autre inductive, sont combinées successivement pour former le cycle de Phoenix. L'avantage quant à l'utilisation de ce cycle est double. Il permet normalement de fournir deux gammes de phase complémentaires pour former la gamme complète de 360° tout en évitant des zones de fortes résonances des éléments. L'évolution de la phase avec la fréquence est en effet quasiment linaire sur l'ensemble de la bande [96]. C'est notamment un avantage pour des applications large bande (typiquement à partir de 10%) [97]. Dans ce cas, l'objectif est de limiter les comportements très dispersifs [95], et la dispersion est maintenue inférieure à 45°/GHz.

2.2.2 Cas canonique : cellule d'ordre 1

La cellule Phoenix réduite la plus simple est soit un patch carré soit une ouverture carrée dans un plan de masse, imprimé sur un substrat. On utilisera dans ce document le terme de «cellule d'ordre 1» pour caractériser une telle cellule ne possédant qu'un seul paramètre géométrique. De la même manière, on parlera de «cellule d'ordre 2», pour la cellule qui sera utilisée par la suite, constituée de deux paramètres géométriques, etc.

La figure 2.1 rappelle les deux types de structures complémentaires de la cellule Phoenix d'ordre 1. Par ailleurs, on définit d'ores et déjà un indice n qui caractérise chacune des structures. Pour la cellule constituée d'un patch (structure capacitive), on définit n=0 et, à l'inverse, pour une cellule constituée d'une ouverture (structure inductive) on définit n=1. Ainsi, la géométrie des cellules est complètement caractérisée en précisant les deux grandeurs du motif C_1, pour la dimension du motif carré et n le type de la cellule. On note enfin que la taille de la cellule l est fixée à 25,6 mm.

La figure 2.2 illustre la variation des cellules de façon cyclique. La figure

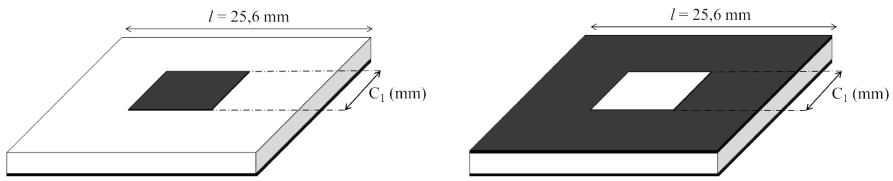


FIGURE 2.1 – Cellules Phoenix 1D. (a) Capacitive (n=0). (b) Inductive (n=1).

2.2.a est une représentation cartésienne de l'évolution. On identifie clairement que, partant d'une cellule dite sans métallisation (C_1=0), où le déphasage est uniquement généré par la réflexion au travers du substrat, le patch grandit jusqu'à ce que la cellule soit totalement métallisée. Par dualité, une ouverture apparaît (n=1) ensuite et grandit jusqu'à ce que la géométrie revienne à l'état initial (la cellule sans métallisation dans ce cas). La figure 2.2.b présente ainsi une représentation bouclée de l'évolution cyclique. Cela montre clairement que cet espace de support sous forme d'anneau peut être utilisé pour représenter l'ensemble des cellules Phoenix d'ordre 1 de façon continue et non bornée.

A l'aide d'une approche mathématique, cela revient à définir une variation des longueurs C_1 en fonction de la position des cellules sur l'anneau. On note θ l'angle permettant de repérer cette position d'un point sur le cercle à partir duquel est construit l'anneau. Aussi, il existe une fonction f telle que :

$$C_1 = f(\theta) \tag{2.1}$$

où $\theta \in [0° ;360°]$

Dans la suite, pour anticiper ce qui sera fait sur la sphère, on scinde la représentation en deux moitiés d'anneau, chacune couvrant 180°. On fera donc varier θ entre 0° et 180°.

2.2.3 Mise en équation sur l'anneau

Pour la définition du système d'équations, on s'appuie sur la figure 2.2.b où l'on souhaite caractériser les paramètres géométriques des cellules suivant θ. On définit un formalisme spécifique pour la représentation canonique d'ordre 1. On identifie deux positions particulières représentant des géométries de cellules canoniques. Il s'agit de la cellule totalement métallisée et celle sans métallisation. On scinde en deux parties l'anneau de la figure 2.2.b :

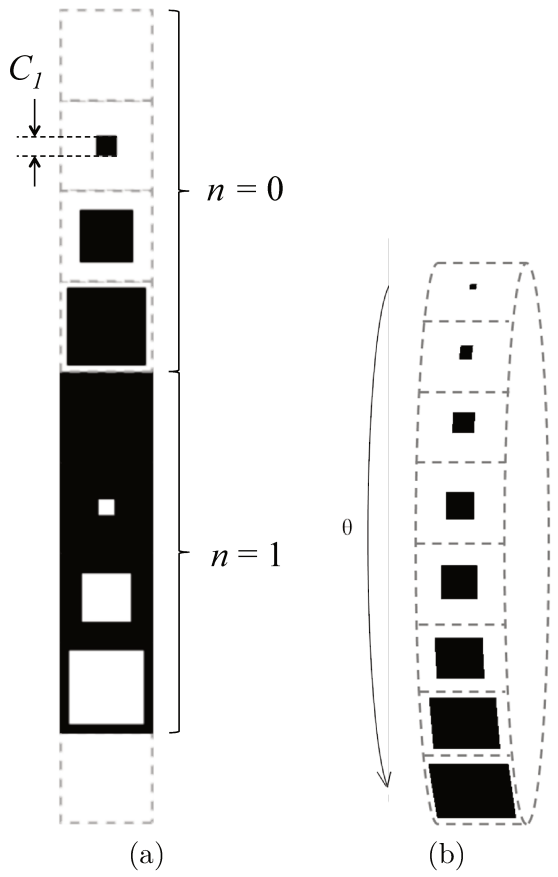


FIGURE 2.2 – Cycle de géométries 1D de la cellule Phoenix.

la première correspondant à l'ensemble des cellules capacitives (n=0) et la seconde correspondant à l'ensemble des cellules inductives (n=1). Aussi, la fonction f présentée dans l'équation 2.1 est définie sur les deux intervalles n=0 et n=1 où $\theta \in [0° ; 180°]$. On prend enfin, à titre de référence, la cellule sans métallisation pour $\theta = 0°$.

Dans la partie capacitive n=0, la variation des cellules doit permettre de faire croître la taille du patch depuis 0 mm (absence de métallisation) jusqu'à l mm (métallisation complète).

Cela se traduit par :

$$C_1(\theta) = \begin{cases} 0 & \text{si} \quad \theta = 0° \\ \\ l & \text{si} \quad \theta = 180° \end{cases} \tag{2.2}$$

Par souci de simplicité, on propose que les variations géométriques soient linéaires suivant θ. On pourrait aisément avoir un autre type de variation, exponentielle ou logarithmique par exemple.

On obtient rapidement l'équation suivante pour le cas de la caractérisation des cellules capacitives :

$$C_1(\theta) = \frac{l \cdot \theta}{180} \text{ pour } n = 0 \text{ (avec } \theta \text{ en degrés)} \tag{2.3}$$

De la même manière, on peut déterminer l'équation génératrice du coefficient C_1 dans le cas $n = 1$ correspondant à la partie inductive sur l'anneau de la figure 2.2.b. Avec les hypothèses précédentes, la largeur de l'ouverture doit décroître depuis la cellule sans métallisation (où l'ouverture est totale) vers une ouverture nulle au niveau de la cellule totalement métallisée en θ = 180°.

En utilisant les notations précédentes, on obtient aisément le système 2.4 pour la caractérisation des cellules inductives (n = 1) :

$$C_1(\theta) = l - \frac{l \cdot \theta}{180} \text{ pour } n = 1 \tag{2.4}$$

Finalement, le système 2.5 caractérise complètement les cellules Phoenix d'ordre 1 capacitives et inductives :

$$C_1(\theta, n) = \begin{cases} \frac{l \cdot \theta}{180} & \text{si } n = 0 \\ \\ l - \frac{l \cdot \theta}{180} & \text{si } n = 1 \end{cases} \tag{2.5}$$

2.2.4 Analyse EM du cycle canonique

La réponse en phase, tirée directement du coefficient R_{TE-TE} de la matrice de réflexion est présentée en figure 2.3 pour les cellules du cycle 1D. L'ensemble des simulations permettant d'obtenir les propriétés de phase des cellules est obtenu par des méthodes rigoureuses à l'aide du logiciel HFSS. On tire ainsi les déphasages générés par les cellules du cycle 1D pour 3 fréquences de fonctionnement en incidence normale. Les structures géométriques des cellules sont régies par le système 2.5. La partie capacitive où n=0 est représentée pour $\theta \in [0° ;180°]$. De manière équivalente, la partie inductive où n=1 est représentée pour $\theta \in [180° ;360°]$ sur l'anneau.

On observe que la variation du motif C_1, quelle que soit la structure capacitive et/ou inductive, permet de réaliser une gamme de phase presque complète (260°). En effet le déphasage généré par les deux structures combinées est continu sur la plage de 0° à -260°.

On note que la gamme de phases évolue de 0° à -180° dans la partie capacitive du cycle. Par analogie, la seconde partie du cycle, où le déphasage évolue de -180° à-260°, correspond à la variation de l'ouverture (partie inductive). La réponse en phase reboucle enfin en $\theta = 360°$ sur la phase initiale $\theta = 0°$ de la cellule sans métallisation.

Si l'on respecte bien dans ce cas la variation douce des paramètres géométriques pour être en accord avec les conditions de quasi-périodicité, on observe cependant deux points critiques quant à l'utilisation de ce simple cycle.

Le premier, et non des moindres, est que la gamme de phases n'est que partielle. On note que les phases de -260° à -360° ne sont pas visibles sur la figure à la frontière en $\theta = 0°$. Il faudrait effectuer d'autres simulations, où l'échantillonnage serait plus fin (discrétisation plus fine de θ), pour obtenir la gamme de phases réellement accessible. Cependant, les dimensions des motifs métalliques deviendraient irréalistes en simulation et en fabrication. [95] montre que cette structure permet d'obtenir réellement une gamme de 300°.

Ce comportement brutal des variations EM peut être analysé à cette frontière à l'aide des géométries de cellules. En effet, il existe dans le cas inductif une grille métallique alors qu'elle est absente dans le cas capacitif. En $\theta = 360°$ on passe donc d'un état de grille infiniment fine à un substrat sans métallisation. Aussi il n'est pas illogique d'obtenir des comportements EM différents au niveau de cette frontière. Il existe une alternative simple pour combler ce manque de phase. On note par exemple que la modification

des propriétés intrinsèques au substrat ou de la taille de la maille peut permettre d'accéder à d'autres déphasages. Pour des raisons de commodité et de fabrication, ces paramètres ont été fixés précédemment.

Le second inconvénient concerne l'accessibilité aux déphasages dans la bande de fréquences. On s'aperçoit que le déphasage réalisé par une cellule peut fortement varier d'une fréquence à l'autre. On observe que moins il y a de métallisation sur le motif, plus le substrat joue un rôle majeur dans le déphasage réalisé. A titre d'exemple, la cellule sans métallisation génère des déphasages de 0° et -40° respectivement aux fréquences inférieure et supérieure.

Au final, parce que l'accessibilité en termes de phase et de dispersion de phase des cellules du cycle 1D est limitée, cette étude nous pousse donc à complexifier légèrement le motif en augmentant l'ordre de la cellule. L'objectif est d'accéder de façon plus flexible en mono-fréquence et en bande à une gamme de phase plus grande (tout en augmentant les possibilités de dispersion). En conséquence, cette complexification nécessite une généralisation du mode de représentation bénéficiant de l'aspect de renaissance illustré dans cette partie par la cellule d'ordre 1.

2.3 Extension de la représentation

2.3.1 Nouvel élément Phoenix

La figure 2.4 rappelle les géométries capacitive et inductive de la cellule Phoenix d'ordre 2 évoquées dans le chapitre précédent.

Dans le cas d'une cellule dite capacitive (n=0), les paramètres C_1 et C_2 correspondent respectivement à la longueur du patch métallique carré et la longueur de l'ouverture carrée dans le patch. On note que cette géométrie comprend les cellules plus simples dites d'ordre 1 car pour $C_2 = 0$, on obtient une cellule patch classique à base carrée.

De la même manière, la cellule dite inductive (n=1) présente les coefficients C_1 et C_2 pour générer une ouverture annulaire carrée correspondant à l'ordre 2 inductif. Dans ce cas, pour $C_2 = 0$, on obtient une cellule inductive d'ordre 1 (correspondant à une ouverture carrée).

L'objectif de cette partie est de définir un espace de représentation pour la cellule Phoenix d'ordre 1 et 2 dans lequel toutes les géométries sont présentes et le caractère cyclique de l'évolution de la cellule est préservé.

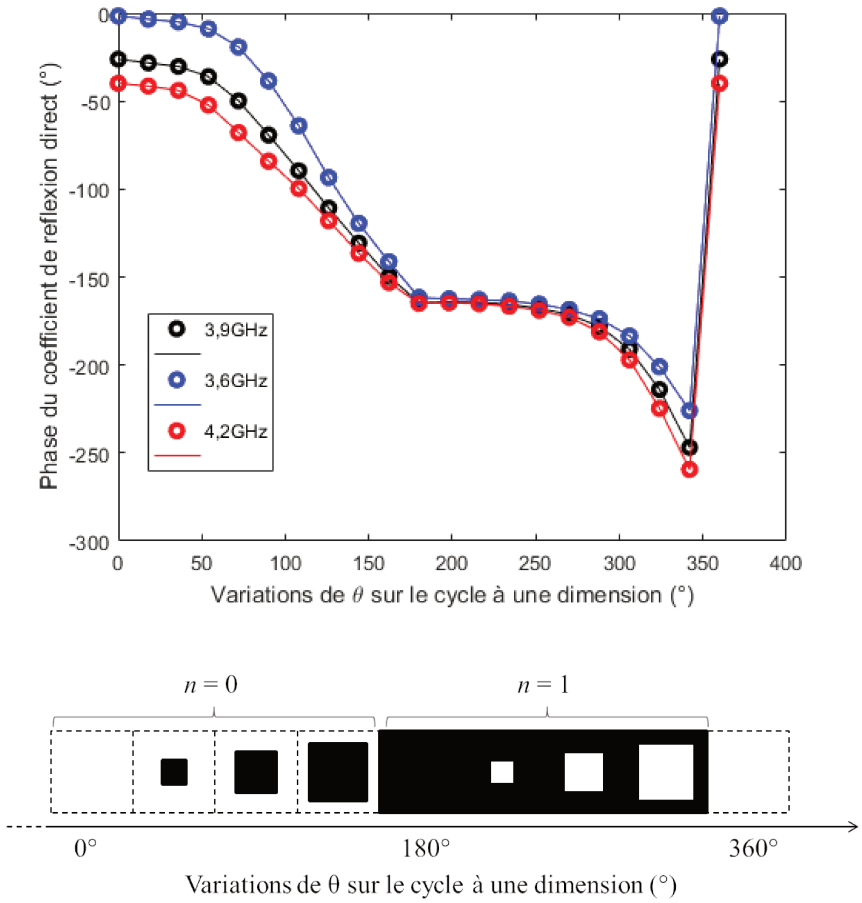
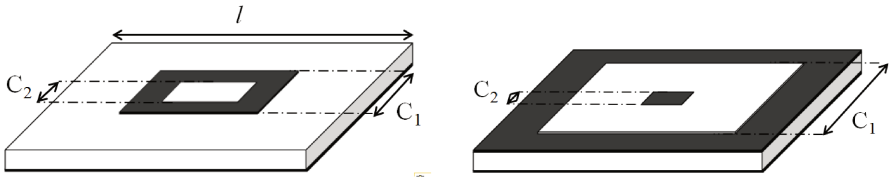


FIGURE 2.3 – Variation du déphasage généré par les cellules Phoenix sur le cycle 1D.



(a) Cellule capacitive (n=0) (b) Cellule inductive (n=1)

FIGURE 2.4 – Élément Phoenix d'ordre 2

2.3.2 Principe de la représentation

Comme illustré précédemment, la figure 2.2.b représente le cycle d'ordre 1 dans un espace courbé dans la $2^{\text{ème}}$ dimension sous la forme d'anneau. L'anneau du cycle 1D peut être la base d'une future représentation bouclée du cycle d'ordre 2. L'idée est de généraliser cette représentation en répertoriant l'ensemble des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2.

Le principe général de la représentation est multiple. On souhaite que chaque point de cette représentation corresponde à une géométrie de cellules Phoenix d'ordre 1 ou 2. Chaque géométrie de cellule existe en un unique point. Par ailleurs, l'ensemble des géométries doit y figurer. De plus, lors d'un déplacement sur cette surface, la géométrie Phoenix doit évoluer de manière continue, sans discontinuité des paramètres géométriques (préservation des hypothèses de quasi-périodicité). La surface de représentation est enfin périodique, c'est-à-dire qu'il est possible de partir de n'importe quelle cellule et d'y revenir sans avoir besoin de faire marche arrière.

Aussi, dans le même processus que pour la figure 2.2.b, et pour intégrer l'ordre 2, on doit définir les deux dimensions (cellules d'ordre 2 capacitive et inductive) dans un espace à trois dimensions. La géométrie qui semble être la plus intuitive pour ce type de représentation est une surface sphérique. L'atout majeur que présente cette surface est le fait qu'elle soit fermée. Aussi, quelle que soit la position sur la sphère, il existe une infinité de trajectoires permettant de revenir à la position initiale.

Dans ce cas, et pour construire la sphère, on peut en fait présenter la partie capacitive de ce cercle d'évolution des géométries d'ordre 1 comme le premier méridien de la sphère. Un méridien est une ligne de la sphère passant par les pôles nord et sud. Le formalisme adopté au regard de la figure 2.2.b présente le pôle nord en $\theta = 0°$ comme la cellule sans métallisation tandis que le pôle sud en $\theta = 180°$ est la cellule totalement métallisée.

Lorsque l'on évolue perpendiculairement à ce cercle sur la sphère, on peut de la même manière définir un parallèle. A partir d'une cellule donnée sur le premier méridien, la géométrie évolue en cellule d'ordre 2.

La surface de représentation sphérique envisagée est détaillée sur la figure 2.5.

En résumé, la représentation sphérique présente différentes caractéristiques. La surface est définie dans le système de coordonnées sphériques (r,θ,ϕ), avec r constant. Pour une question de formalisme initial, on propose que l'anneau de cellules d'ordre 1 de la figure 2.2.b soit l'anneau de

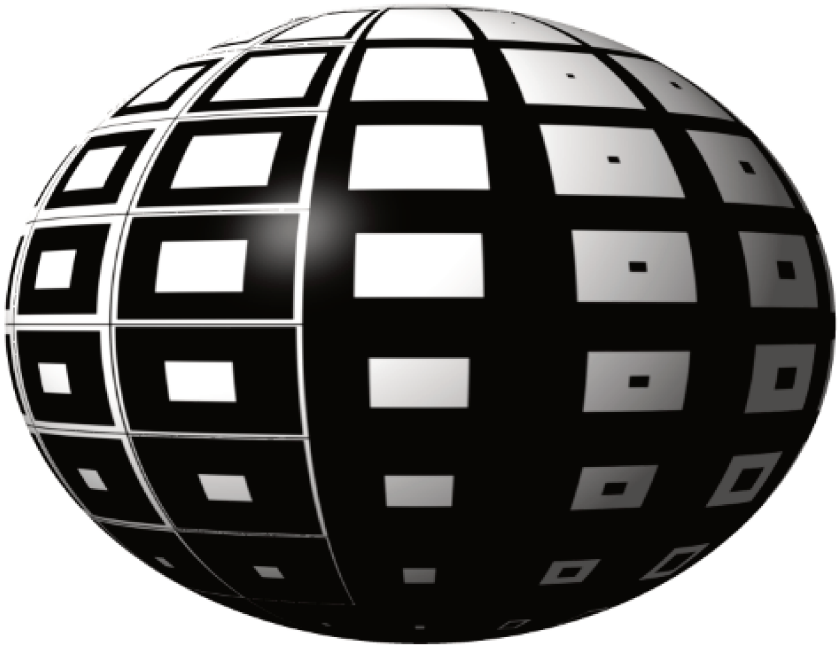


FIGURE 2.5 – Modèle de représentation sphérique des cellules Phoenix d'ordre 2.

référence. Aussi, dans le système de coordonnées sphériques, on placera les cellules d'ordre 1 capacitives sur le méridien en $\phi = 0°$ et les cellules inductives d'ordre 1 sur le méridien en $\phi = 180°$. Dans ce cadre, la demi-sphère représentant les cellules capacitives (n=0) se situe pour $\phi \in [0° ;180°[$ et $\forall$ θ. Par dualité, la demi-sphère représentant les cellules inductives (n=1) se situe pour $\phi \in [180° ;360°[$ et $\forall$ θ.

On note que l'anneau de cellules d'ordre 1, où $C_2 = 0$, est représenté sur deux uniques méridiens (en $\phi = 0°$ et $\phi = 180°$). Toutes les autres cellules de la représentation sphérique sont de second ordre (C2 $\neq$ 0). Elles s'appuient sur la définition de cycles continus dans n'importe quelle direction.

2.3.3 Mise en équation et construction pour les cellules d'ordre 1 et 2

Cette partie permet d'obtenir les équations analytiques reliant les paramètres géométriques de la cellule (C_1, C_2, n) à sa position sur la sphère suivant θ et ϕ. Elle constitue l'extension des équations 2.5 détaillées pour la caractérisation des cellules d'ordre 1 du paragraphe précédent.

La variation de C_1 sur un parallèle de la sphère est choisie de facon

à ce que l'épaisseur de métallisation totale sur une cellule reste constante, indépendamment de ϕ. Cela signifie que la surface de métal sur toutes les cellules d'un parallèle est identique. Plus concrètement, la différence entre C_1 et C_2 est identique sur le parallèle quelle que soit la cellule. Cela se traduit par l'expression suivante :

$$W(\theta) = \frac{l \cdot \theta}{180} \text{ (avec } \theta \text{ en degrés)} \tag{2.6}$$

où W correspond à l'épaisseur de métallisation totale de chaque cellule.

Il est finalement proposé, dans cette représentation, des variations linéaires non seulement sur le paramètre θ mais aussi sur les variations suivant ϕ. Une nouvelle fois, ce choix d'avoir des variations linéaires reste arbitraire. Aussi la variation de C_2 est directement liée à celle de C_1 sur l'ensemble de la sphère.

A l'aide des conditions aux limites, avec une variation linéaire suivant ϕ, on doit respecter les conditions aux bornes pour θ constant et pour $n = 0$:

$$C_1(\theta, \phi) = \begin{cases} W(\theta) & \text{si} \quad \phi = 0 \\ \\ l & \text{si} \quad \phi = 180 \end{cases} \tag{2.7}$$

où θ et ϕ sont exprimés en degrés.

Ainsi, on obtient l'équation suivante pour le cas d'un parallèle capacitif $n = 0$:

$$C_1(\theta, \phi) = W(\theta) + (l - W(\theta)) \cdot \frac{\phi}{180} \tag{2.8}$$

La variation de la cellule Phoenix d'ordre 2 voit l'apparition du paramètre géométrique C_2. Grâce aux propriétés de métallisation constante suivant ϕ, l'équation du paramètre C_2 en fonction de la position sur la sphère est :

$$C_2(\theta, \phi) = (l - W(\theta)) \cdot \frac{\phi}{180} \tag{2.9}$$

La figure 2.6 représente la variation des géométries de cellules sur un parallèle dans le cas capacitif.

Les équations des coefficients géométriques dans la demi-sphère inductive où $n = 1$, $\theta \in [0° ;180°[$ et $\phi \in [180° ;360°[$ sont déduites de la même manière dans le système 2.10 :

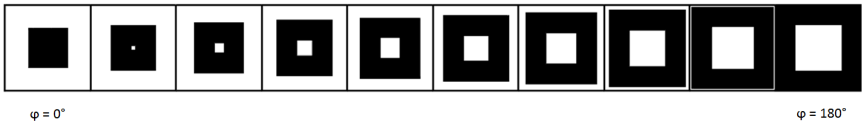


FIGURE 2.6 – Visualisation d'un parallèle pour les cellules Phoenix d'ordre 2 capacitives (n=0).

$$\text{si} \quad n = 1 \quad \begin{cases} C_1(\theta, \phi) = l - W(\theta) + W(\theta) \cdot \frac{(\phi - 180)}{180} \\ \\ C_2(\theta, \phi) = W(\theta) \cdot \frac{(\phi - 180)}{180} \end{cases} \tag{2.10}$$

En résumé, le système d'équation 2.11 permet de caractériser chacune des cellules de la sphère en fonction de sa position sur la sphère et du type de cellule.

$$\begin{cases} C_1(\theta, \phi, n) = \begin{cases} W(\theta) + (l - W(\theta)) \cdot \frac{\phi}{180} & \text{si } n = 0 \\ \\ l - W(\theta) + W(\theta) \cdot \frac{(\phi - 180)}{180} & \text{si } n = 1 \end{cases} \\ \\ C_2(\theta, \phi, n) = \begin{cases} (l - W(\theta)) \cdot \frac{\phi}{180} & \text{si } n = 0 \\ \\ W(\theta) \cdot \frac{(\phi - 180)}{180} & \text{si } n = 1 \end{cases} \\ \\ \text{Avec } W(\theta) = \frac{l \cdot \theta}{180} \end{cases} \tag{2.11}$$

où θ et ϕ sont exprimés en degrés et C_1 et C_2 en mm.

De manière bijective, le système d'équation peut être inversé pour déterminer les positions θ et ϕ des éléments en fonction des caractéristiques géométriques et des types de cellule. Ce système est précisé ci-après :

$$\begin{cases} \theta(C_1, C_2, n) = \begin{cases} 180 \cdot (1 - \frac{C_2 - C_1 + l}{l}) & \text{si } n = 0 \\ \\ \frac{180 \cdot (C_2 - C_1 + l)}{l} & \text{si } n = 1 \end{cases} \\ \\ \phi(C_1, C_2, n) = \begin{cases} \frac{180 \cdot C_2}{C_2 - C_1 + l} & \text{si } n = 0 \\ \\ \frac{180 \cdot C_2}{C_2 - C_1 + l} + 180 & \text{si } n = 1 \end{cases} \end{cases} \tag{2.12}$$

où θ et ϕ sont exprimés en degrés et C_1 et C_2 en mm.

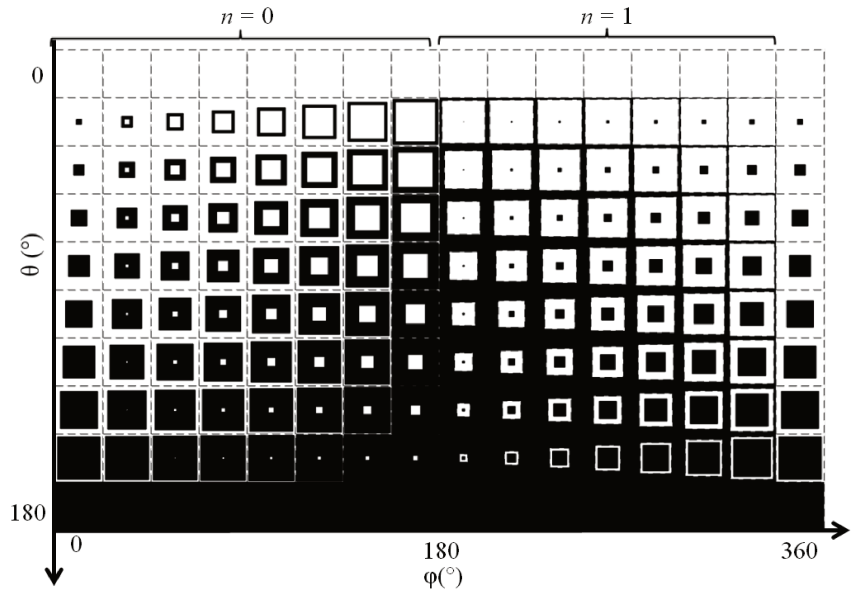


FIGURE 2.7 – Représentation sphérique finale des cellules Phoenix d'ordre 2 en projection planaire.

2.3.4 Disposition finale

Au regard des équations définies dans les systèmes 2.11 et 2.12, la disposition finale des cellules, sur une représentation cartésienne (pour plus de lisibilité), est proposée en figure 2.7. Cela peut finalement se lire comme un planisphère. La représentation est ici discrétisée suivant 10 valeurs de θ et 16 valeurs de ϕ. Il ne s'agit évidemment que d'un choix d'affichage particulier et une discrétisation plus fine est possible.

Les pôles de la sphère apparaissent sous forme de lignes, la première ligne correspondant au pôle nord au niveau de $\theta = 0°$ (cellule sans métallisation) et la dernière au pôle sud où $\theta = 180°$ (cellule totalement métallisée). La dernière colonne est de plus une réplique de la première pour mieux visualiser le cycle fermé des géométries.

On note clairement que les variations géométriques sont continues (chaque cellule est proche géométriquement de ses voisines) et cycliques (rebouclage sur la géométrie initiale après un tour de sphère naturellement). Par ailleurs, les cellules d'ordre 1 et 2 sont présentes une seule fois sur la sphère (si l'on se rappelle que les lignes représentant les pôles correspondent en fait à une seule cellule).

2.3.5 Analyse théorique rapide par circuits équivalents

Le processus de synthèse de RA nécessite de corréler la géométrie des cellules aux caractéristiques EM. Dans ce cadre, il semble intéressant d'obtenir l'ensemble de ces caractéristiques sur chacune des cellules afin d'observer les performances globales accessibles en projection sur la représentation sphérique.

2.3.5.1 Analyse théorique

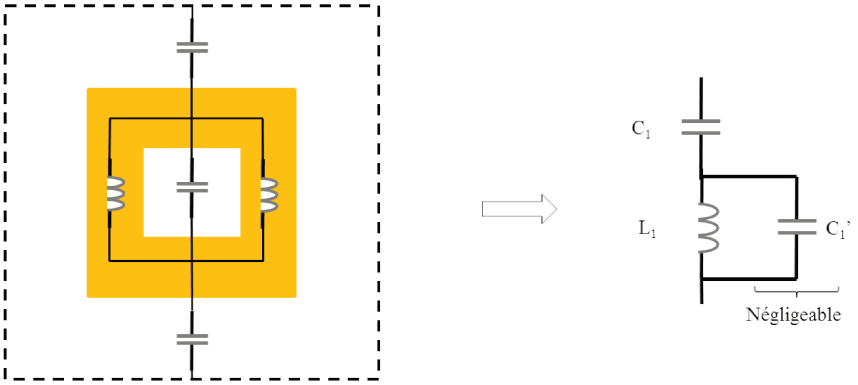
Du fait de la difficulté d'utilisation des méthodes rigoureuses (temps de calcul important), on propose dans cette partie d'utiliser l'approche par circuits équivalents (CE) pour estimer rapidement le panel de possibilités qu'offrent les cellules Phoenix d'ordre 1 et 2.

Plus précisément, on donne ici une vision des réponses en phase sur la représentation sphérique. Le CE utilisé (figures 2.8.a et 2.8.b respectivement dans les cas capacitif et inductif) dérive directement d'une analyse physique de la géométrie : une métallisation est associée à un effet inductif et une séparation entre métallisation à un effet capacitif. On fait par ailleurs l'hypothèse que l'effet de la capacité C_1'est négligeable dans le schéma global du motif «patch». De la même manière dans le cas inductif, on admet que l'effet de l'inductance L_1' est négligeable dans l'impédance totale du motif «ouverture».

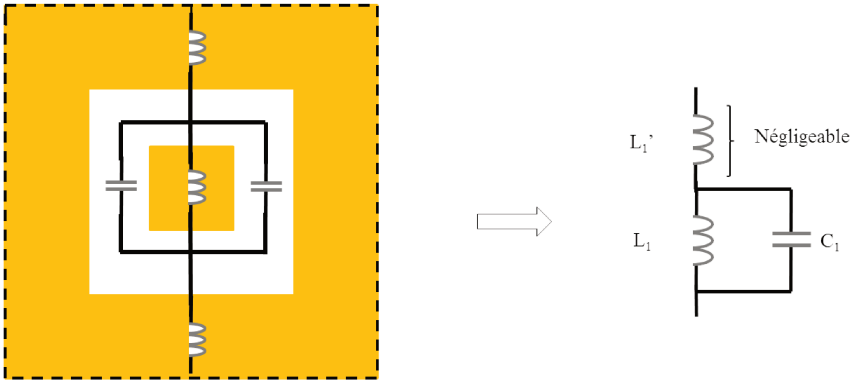
Les figures 2.9.a et 2.9.b indiquent finalement les schémas équivalents des cellules Phoenix capacitives et inductives d'ordre 2. Ils consistent simplement en une mise en série d'une capacité et d'une inductance pour le cas capacitif et la mise en parallèle d'une capacité et d'une inductance pour le cas inductif, chacun des deux circuits étant fermé avec une ligne de transmission pour modéliser le substrat et un court-circuit pour modéliser le plan de masse [98] [99].

On note que la cellule Phoenix d'ordre 1 possède un comportement électrique purement capacitif ou inductif. On est donc conscient de faire l'abus de langage lorsque l'on admet que la cellule Phoenix d'ordre 2 est dite de type capacitive et/ou inductive. En effet, dans les deux cas il existe les deux types d'éléments.

Ce type de CE ayant des moins bonnes performances quand l'incidence devient oblique [73], on se place dans le cas d'une incidence normale à une seule fréquence. De la même manière, on ne traite ici que d'une seule polarisation pour la caractérisation du coefficient direct $R_{TE\text{-}TE}$ de la matrice de réflexion. En effet ce modèle ne renseigne pas sur la cross-polarisation

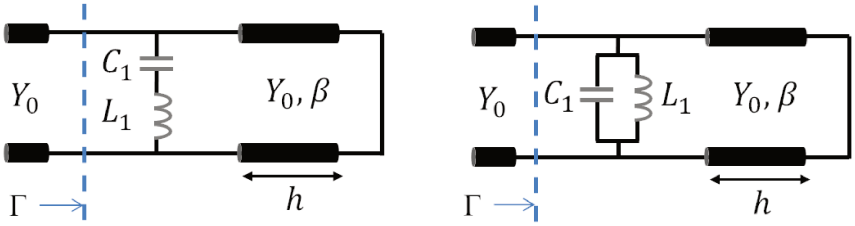


(a) Modélisation de la cellule dite capacitive



(b) Modélisation de la cellule dite inductive

FIGURE 2.8 – Modélisation de cellules Phoenix d'ordre 2 par CE.



(a) CE associé à la cellule capacitive (n=0)

(b) CE associé à la cellule inductive (n=1)

FIGURE 2.9 – Schéma électrique équivalent des cellules Phoenix d'ordre 2

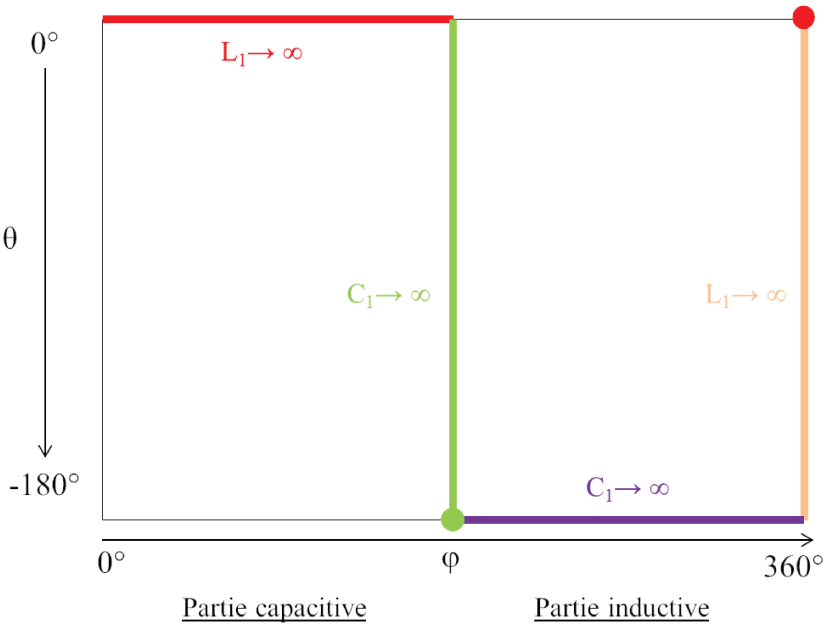


FIGURE 2.10 – Etude des comportements limites sur la représentation sphérique.

(analyse des coefficients croisés).

Par ailleurs, on fait une seconde hypothèse sur les dimensions de la cellule. On propose que la taille de maille soit inférieure à la longueur d'onde de telle sorte que la phase réfléchie reste comprise entre 0° et -180° pour la zone capacitive et entre 0° et +180° pour la zone inductive. Dans ce cas, on évite les zones sensibles de résonance des cellules et/ou des CE.

On propose d'analyser qualitativement les conditions aux limites potentielles de la représentation. La figure 2.10 illustre les zones limites dans les parties capacitive et inductive. Prenons l'exemple de la partie capacitive sur la représentation sphérique. Le schéma équivalent est composé d'une inductance et d'une capacité mises en série. Les zones de résonance sont obtenues asymptotiquement aux frontières du pôle nord et à la limite du début de la famille inductive. En effet, sur l'axe horizontal, plus l'anneau grandit, plus la capacité C_1 du circuit de la figure 2.9.a augmente jusqu'à tendre vers l'infini à la frontière des familles (frontière verte). On tend alors vers la résonance puisque la fréquence de résonance devient nulle. Sur l'axe vertical, lors de la suppression de la métallisation (point singulier illustré en rouge), c'est l'inductance qui va tendre vers l'infini, d'où la résonance à la frontière au pôle nord modélisé par la frontière rouge.

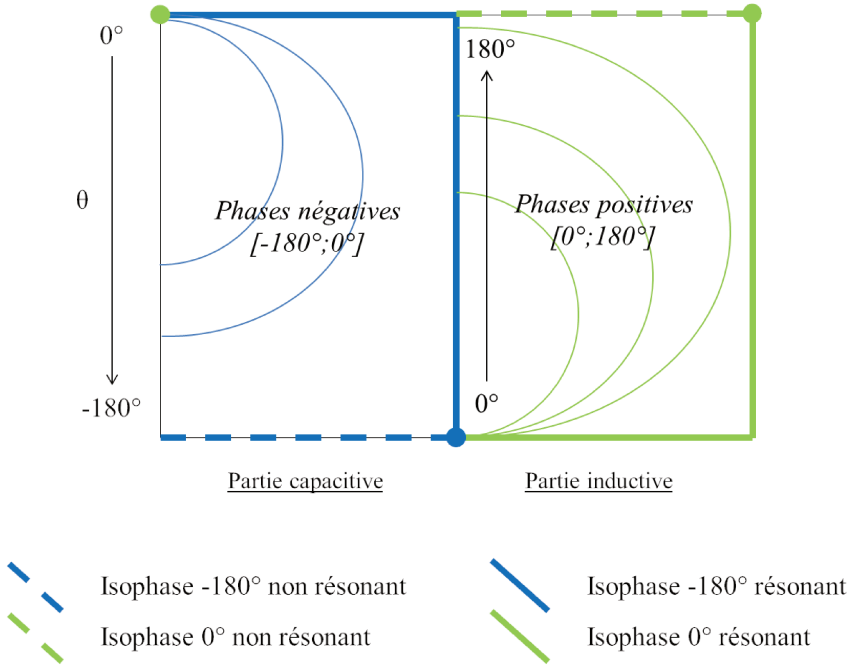


FIGURE 2.11 – Analyse EM théorique de la représentation sphérique par CE.

Une étude identique dans le cas inductif permet de tirer des conclusions similaires. En effet, les limites mauve et orange de la figure 2.10 indiquent les 2 zones où les éléments électriques tendent vers l'infini. Le point singulier dans le cas inductif devient le pôle sud de la sphère.

En conclusion de l'étude des limites, on remarque d'abord que d'après les schémas électriques équivalents, les cellules capacitives et inductives résonnent respectivement pour des valeurs de phase de -180° (réalisées à l'aide de court-circuit) et 0° (circuits ouverts). On observe ensuite quatre asymptotes correspondant aux résonances des deux cas :

- Une horizontale au pôle nord de la sphère dans le cas capacitif
- Une verticale à la frontière entre les deux familles en $\phi = 180°$
- Une horizontale au pôle sud de la sphère dans le cas inductif
- Une verticale à la frontière entre les deux familles en $\phi = 0°$

La figure 2.11 présente par ailleurs les isophases théoriques sur la représentation dans le cas où les cellules (capacitives et/ou inductives) ne résonnent pas sur la sphère mais sur les frontières (seconde hypothèse).

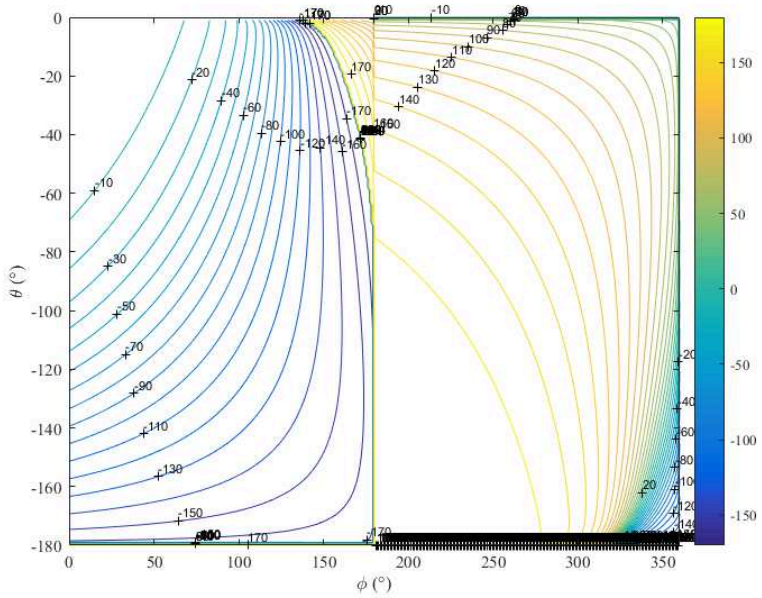


FIGURE 2.12 – Analyse EM issu du modèle analytique de [74] pour la représentation sphérique.

2.3.5.2 Modèle analytique rapide

Dans la suite de ce paragraphe, on se propose d'illustrer quantitativement ce comportement en s'appuyant sur un exemple concret. Le motif est imprimé sur un substrat dont la permittivité est de $\epsilon_r = 1.03$ - j 3.09^{-9} plaqué sur un plan de masse où la hauteur est fixée à 20,9mm, soit $\lambda_0/4$ à 3,9GHz. La fréquence est fixée à 3,9GHz et cela sera la fréquence centrale de nos études dans la suite. Par ailleurs, on rappelle que la taille de la maille l, est aussi fixée à 25,6mm, soit $\lambda_0/3$ à 3,9GHz.

[74] propose les équations analytiques adaptées pour ce type de schémas équivalents. En utilisant les données et les dimensions de la cellule Phoenix, il est possible d'obtenir les propriétés de phase des cellules.

La figure 2.12 représente la réponse en phase de l'ensemble des cellules de la représentation. Le comportement EM sur la représentation sphérique est cohérent avec la théorie dans les zones de non résonance des cellules. De plus, la gamme de phases accessible est complète par la combinaison des deux familles de cellules. La gamme de phases accessible dans la partie capacitive est de 0° à -180°. La gamme est complétée par les phases accessibles de 0° à 180° dans la partie inductive.

Finalement, cette première analyse rapide et simple montre les avantages quant à l'utilisation de la représentation sphérique. La première approche théorique a permis d'analyser qualitativement les réponses en phase des cellules en utilisant les conditions aux limites et en faisant plusieurs hypothèses de modélisation. La seconde a permis d'analyser quantitativement les réponses par l'utilisation des équations correspondant aux CE associés à la cellules Phoenix. La représentation sphérique est donc un outil puissant car l'ensemble des phases est théoriquement réalisable tout en maintenant la continuité des géométries de cellules.

Cependant, puisque ce modèle ne s'applique que pour une incidence normale, l'utilisation de ces résultats semble trop limitée dans l'objectif général de synthèse de RA. C'est pourquoi différents modèles plus fiables et complets sont nécessaires pour répondre à la problématique générale.

2.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter un nouveau mode de représentation sphérique des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2. La représentation, continue, fermée et périodique, permet de répertorier toutes les cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 en garantissant l'unicité de chacune d'entre elles. Les variations des géométries sont de plus «douces» et permettent d'identifier des cycles de géométries de sorte que l'on puisse toujours revenir à la géométrie initiale. Cette représentation sphérique trouvera tout son intérêt dans la suite pour l'optimisation de la synthèse de RA.

L'intérêt de cette représentation est d'analyser facilement le fonctionnement de la cellule. Deux approches simples et rapides d'analyse des réponses en phase ont été présentées, l'une qualitative par l'étude des conditions aux limites de la représentation, l'autre quantitative par la méthode de CE. Ces méthodes étant limitées, notamment lorsque l'incidence varie, on souhaite maintenant définir un modèle plus précis pour faire une analyse exhaustive de la cellule y compris lorsque l'incidence varie. C'est l'objet du chapitre suivant en utilisant des réseaux de neurones artificiels.

Chapitre 3

Modélisation de cellules Phoenix par ANN

Sommaire

3.1 Introduction 64
3.2 Principe des ANN 64
3.2.1 Un peu d'histoire 65
3.2.2 Le neurone formel 66
3.2.3 Le Multilayer Perceptron 67
3.2.4 L'apprentissage du réseau 68
3.3 Application à la cellule Phoenix 72
3.3.1 Analyse entrées / sorties 72
3.3.2 Bases de données existantes TAS 73
3.3.3 Modélisation de la cellule d'ordre 1 capacitive à partir de la base existante 74
3.3.4 Régularisation des bases d'apprentissage et de validation 77
3.3.5 Optimisation de la complexité du réseau 80
3.4 Analyse des résultats sur la représentation sphérique 88
3.4.1 Variation de phase 88
3.4.2 Variation de la dispersion fréquentielle de phase . . 90
3.4.3 Commentaires sur l'extrapolation des ANN 92
3.5 Conclusion 93

3.1 Introduction

Le processus de synthèse nécessite la connaissance précise des propriétés EM, particulièrement en termes de phase, des cellules de l'antenne qui constitueront le RA. On propose dans ce chapitre de développer un moyen de caractérisation des cellules Phoenix. On souhaite, plus précisément, concevoir un modèle comportemental, rapide, fiable et précis, capable de retranscrire le comportement EM des cellules Phoenix quelle que soit la structure donnée en entrée. Aussi, le jeu d'entrées est constitué des propriétés géométriques des cellules, de l'incidence d'excitation et de la fréquence de fonctionnement. Les sorties du système sont les coefficients de la matrice de réflexion de la cellule. On modélise ainsi l'ensemble des propriétés EM, phase et amplitude des coefficients directs et croisés.

Pour ce faire, on propose l'utilisation de Réseaux de Neurones Artificiels (RNA), plus communément appelés Artificial Neural Network (ANN) en anglais. Ce choix est motivé par le fait que les ANN sont rapides et qu'ils permettent de modéliser le comportement de n'importe quel système non linéaire. Cette technologie, en vogue aujourd'hui, est notamment utilisée par de puissants algorithmes traitant d'Intelligence Artificielle (IA) et est directement inspirée du modèle neuronal humain.

Ce chapitre est organisé en trois parties. La première rappelle le principe général des ANN et pourquoi l'utilisation de ce type de modèle est adaptée à la modélisation de la cellule Phoenix. La seconde détaille les algorithmes de conception des ANN dans le but de maîtriser le compromis entre le temps d'exploitation du réseau et sa précision. La dernière illustre enfin les résultats obtenus en observant les propriétés EM projetées sur la représentation sphérique présentée dans le chapitre précédent.

3.2 Principe des ANN

On rappelle en figure 3.1 la structure d'un neurone biologique. Il est constitué de trois parties distinctes : les dentrites font office d'entrée de l'information, le corps cellulaire permet de combiner les entrées suivant des pondérations spécifiques et l'axone transmet l'information vers les neurones suivants.

Les ANN sont apparus dans les années 1940 et ont connu leur véritable essor à partir des années 1980. L'essentiel des notions de base sur les ANN est tiré des ouvrages de référence [77] et [100].

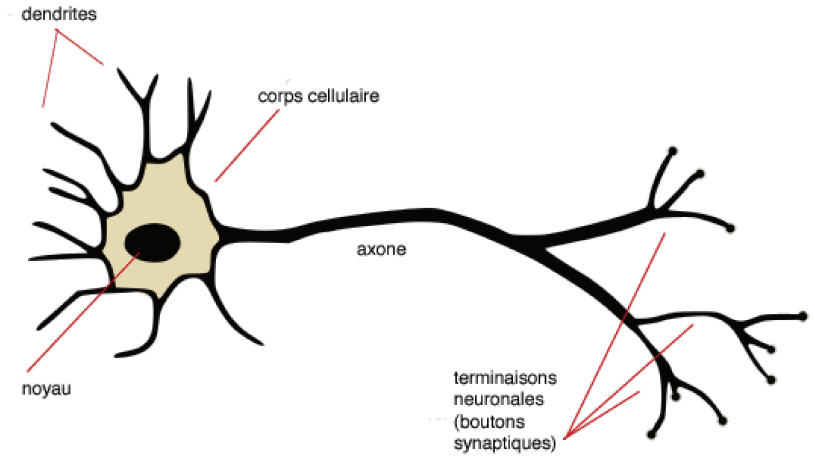


FIGURE 3.1 – Schéma d'un neurone biologique

3.2.1 Un peu d'histoire

Cette partie rapporte succinctement les grands faits marquants dans la conception d'ANN au cours des dernières décennies.

Dès les années 40 (1943), la structure d'un neurone formel [101] est définie. Ces précurseurs d'IA démontrent ainsi que les réseaux de neurones formels permettent de réaliser des fonctions logiques ou arithmétiques.

En 1949, les travaux de Donald Hebb aboutissent à la loi de Hebb sur la définition de l'apprentissage d'un réseau de neurones [102] pour une conception plus précise du modèle comportemental.

Le perceptron est créé en 1957 [103], ce qui constitue le premier outil capable d'apprendre à partir d'expériences.

L'étude des réseaux de neurones a été ensuite mise à mal en 1969 dans les travaux de [104], notamment sur l'incapacité d'un perceptron à résoudre des systèmes non linéaires.

C'est en 1984 que les systèmes neuronaux intègrent la rétro-propagation du gradient de l'erreur, ainsi que les multilayer perceptrons [105]. Il s'agit

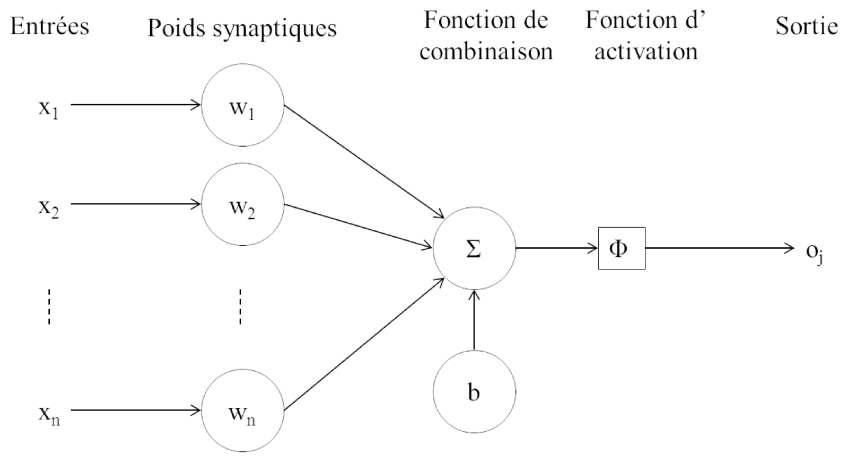


FIGURE 3.2 – Schéma d'un neurone formel

du premier algorithme qui permet de modéliser des systèmes non linéaires. Rapidement, le principe de la rétro-propagation de l'erreur est de faire apprendre le système pas à pas. Plus concrètement, dans un processus de conception itératif, l'erreur obtenue par le système est analysée à l'itération i et est réinjectée à l'itération $i+1$ pour réduire l'erreur.

Depuis les années 80, les réseaux de neurones ont connu un essor considérable dans différents domaines d'application tels que la santé, la météorologie et même la modélisation des transactions financières. Les ANN ont récemment fait l'objet d'étude dans le domaine EM et plus particulièrement dans le domaine de RA pour la caractérisation de cellules.

3.2.2 Le neurone formel

Les ANN sont constitués d'un ensemble de neurones formels liés et agencés entre eux, permettant de retranscrire le comportement général du système non linéaire à modéliser. La figure 3.2 présente le schéma de principe d'un neurone artificiel. On y retrouve tous les éléments fondamentaux du modèle neuronal classique.

Le principe est d'obtenir une combinaison linéaire de l'ensemble des entrées du système pondérées par des coefficients synaptiques ω_i à laquelle on ajoute un biais b, usuellement appelés poids synaptiques.

La dernière fonction du neurone formel correspond à la fonction d'activation Φ. La fonction d'activation est une fonction mathématique appliquée à un signal en sortie de la somme pondérée, que l'on représente par le scalaire

l. Par analogie au neurone biologique, cela définit le potentiel d'activation ou le seuil de stimulation qui, une fois atteint, entraîne une réponse du neurone. Elle permet de définir l'état dans lequel se trouve le neurone. Dans l'exemple le plus simple, la fonction d'activation est binaire ; ainsi la réponse d'un neurone est fixée à 1 ou 0.

On donne quelques exemples d'équations de fonctions d'activation ci-après :

– La fonction d'Heaviside

$$H(l) = \begin{cases} 0 & \text{si } l < 0 \\ 1 & \text{si } l \geq 0 \end{cases} \tag{3.1}$$

– La fonction linéaire à seuil

$$L(l) = \begin{cases} 0 & \text{si } l < a \\ l & \text{si } a < l < b \\ 1 & \text{si } l \geq b \end{cases} \tag{3.2}$$

– La fonction gaussienne

$$G(l) = \exp(\frac{-l^2}{\sigma}) \tag{3.3}$$

– La fonction sigmoïde

$$S(l) = \frac{1}{1 + \exp(-l)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\tanh(\frac{l}{2}) \tag{3.4}$$

La fonction d'activation est souvent une fonction non-linéaire, monotone et dérivable. On note que la plupart des modèles neuronaux utilisent la fonction sigmoïde [100] pour ses propriétés de dérivabilité dans le processus de rétro-propagation de l'erreur.

3.2.3 Le Multilayer Perceptron

Comme présenté dans le chapitre 1, les cellules de RA ont déjà fait l'objet d'interpolation généralisée à l'aide d'ANN [78] [82] [80]. On propose d'utiliser le même type de réseaux. Le Multilayer Perceptron (MLP) est une des différentes structures d'ANN existantes [100] et est particulièrement adapté dans le cadre d'un apprentissage par l'exemple.

La structure générale du MLP est détaillée en figure 3.3. On précise ici que ce schéma est tiré de [106].

Le réseau de type MLP est constitué de plusieurs neurones connectés entre eux par le biais de couches. On distingue trois couches différentes dans

le réseau (layer en anglais). La première est celle d'entrée (layer 1 dans la figure 3.3) : elle est constituée d'autant de neurones que d'entrées nécessaires à la caractérisation du système. La seconde est une superposition de couches successives que l'on appelle «couches cachées» (l'unique couche cachée est représentée par la layer 2 dans la figure 3.3), dont les nœuds de calcul sont appelés de manière correspondante «neurones cachés». La dernière est la couche de sortie (layer 3 dans la figure 3.3) dont le nombre de neurones est égal au nombre de sorties du système caractérisé.

Ainsi, en ajoutant plus de neurones et plus de couches cachées, le modèle est à même de modéliser plus précisément le système. En particulier, plus la taille de la couche d'entrée est grande, plus le nombre de neurones dans les couches cachées est grand.

Au final, les signaux de sortie de la deuxième couche sont utilisés comme entrées de la troisième couche, et ainsi de suite pour le reste du réseau. Le résultat de chacune des sorties du réseau est défini par la combinaison linéaire des différents résultats issus des neurones amont activés ou non par leur fonction d'activation.

Le principe de conception de modèle de type MLP consiste ainsi à définir d'abord le nombre de couches nécessaires à la modélisation du système puis le nombre de neurones par couche. On note enfin que plus le réseau contient de neurones et de couches, plus le temps d'exploitation est élevé. Ceci constitue une donnée non négligeable pour la suite des travaux. Le paragraphe suivant détaille le principe de calcul de pondération des poids et biais synaptiques par l'apprentissage supervisé.

3.2.4 L'apprentissage du réseau

3.2.4.1 Principe

L'apprentissage est une partie importante dans la conception d'ANN tant il joue un rôle majeur dans la précision du modèle final. [107] illustre les principaux types d'apprentissage. Le but de l'apprentissage (bien connu dans la littérature comme le «*machine learning*») est d'entraîner les réseaux afin qu'ils puissent apprendre et faire des prédictions sur une large quantité de données. Cela peut finalement s'apparenter à faire une interpolation généralisée rapide et continue.

Les deux principaux types d'apprentissage sont dits supervisé et non-supervisé. La différence entre les deux se trouve dans l'exploration de données («*Data Mining*») qui a comme objectif d'extraire les connaissances depuis les bases d'informations.

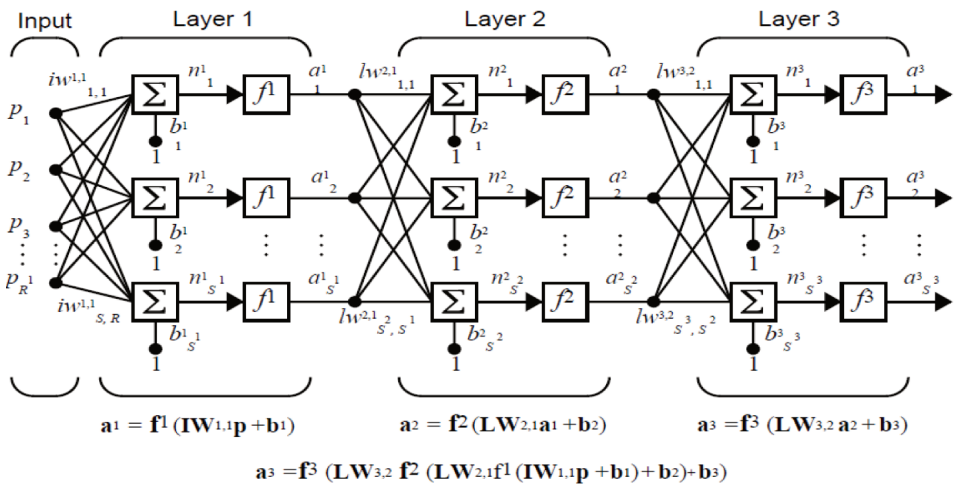


FIGURE 3.3 – Structure d'ANN de type MLP

supervisé Modélisation / Prédiction	**non-supervisé** Clustering / Classification
- Nombre d'entrées /sorties connu - Entraînement sur une base d'apprentissage (exemple) - Modélisation d'entrées inconnues	- Nombre d'entrées /sorties inconnu - Pas de connaissance préalable - Compréhension et exploration de données

TABLE 3.1 – Différences entre apprentissage supervisé et non supervisé

Dans le cas de l'apprentissage non-supervisé, il n'y a pas besoin de connaître préalablement d'échantillons. L'algorithme va par lui-même comprendre comment différencier les données les unes des autres en identifiant leurs corrélations. La méthode non-supervisée va donc partitionner et classer les données dans des groupes homogènes (communément appelé «*clustering*»). Cet apprentissage cherche à classer les données les unes par rapport aux autres.

Le cas de l'apprentissage supervisé est utilisé quand l'utilisateur connaît précisément le comportement de certaines entrées/sorties du système référencées sous forme de bases de données. L'extraction des données est donc prédictive et le principe est d'apprendre par l'exemple.

Le tableau 3.1 résume les différences entre les deux méthodes.

On se limitera dans cette partie à une explication non exhaustive en ne présentant que l'apprentissage supervisé classique combiné avec une méthode de rétro-propagation de l'erreur.

La seconde partie de l'apprentissage consiste à savoir si le modèle réalisé est fiable pour tout type d'entrée. C'est pourquoi un second jeu d'échantillons connus est nécessaire pour valider le modèle.

Finalement, la conception d'ANN par une méthode d'apprentissage supervisé consiste à utiliser deux jeux d'échantillons connus pour :
- déterminer les valeurs des paramètres constituant le réseau à partir d'échantillons **d'apprentissage**,
- valider le modèle construit à partir d'échantillons **de validation**.

3.2.4.2 Le sur-apprentissage

Une fois la topologie du réseau fixée, l'apprentissage permet de calculer les paramètres du réseau (poids lw_{ij}et biais b_k synaptiques de la figure 3.3). Le phénomène de sur-apprentissage peut apparaître lorsque la topologie du réseau et le nombre d'échantillons d'apprentissage ne sont pas bien dimensionnés.

La conception d'ANN passe donc par l'optimisation de la complexité du réseau. On définit la complexité d'un réseau par le nombre de neurones dans chacune des couches cachées.

Le nombre de neurones en couches cachées est en effet un critère crucial pour un bon apprentissage d'un réseau de neurones. On pourrait penser que plus le réseau est complexe (c'est-à-dire que le nombre de couches et le nombre de neurones augmentent), plus le réseau sera apte à modéliser le système. Cependant, si le réseau est trop grand, on observe le phénomène de sur-apprentissage.

La figure 3.4 représente les taux d'erreur obtenus sur les ensembles d'apprentissage et de validation en fonction de la complexité du modèle.

Le taux d'erreur sur l'ensemble d'apprentissage décroît de façon monotone avec la complexité. Par contre il n'en est pas de même avec l'ensemble d'apprentissage. Ainsi, à partir d'une certaine complexité, plus les échantillons de la base d'apprentissage seront modélisés précisément, moins le réseau sera précis sur la base de validation. On parle alors de sur-apprentissage.

Il faut toutefois une complexité suffisante pour modéliser les échantillons d'apprentissage pour obtenir le taux d'erreur minimal sur les échantillons

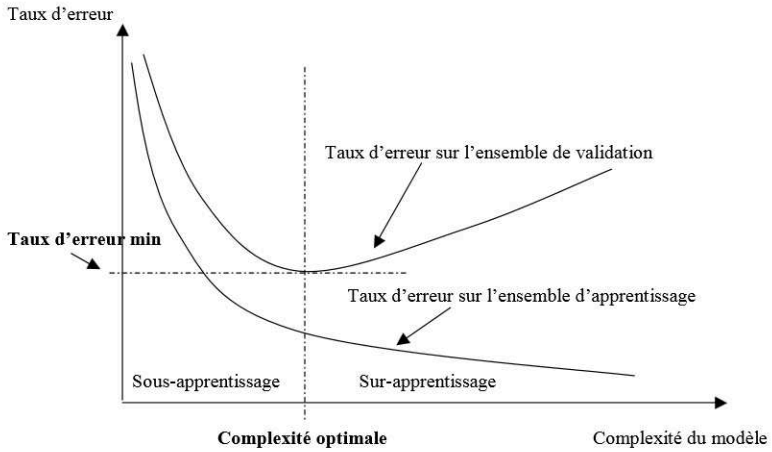


FIGURE 3.4 – Définition du critère d'arrêt d'apprentissage

de validation.

Il est donc nécessaire de trouver le point de complexité optimal du réseau. L'un des inconvénients majeurs des ANN est qu'il n'existe pas de méthode théorique pour définir ce point pour un système donné.

Il existe plusieurs approches empiriques pour limiter le sur-apprentissage. L'utilisateur tente différentes complexités de réseaux afin de définir le cas optimal. L'une des approches classiques est la technique de «pruning» qui consiste simplement à définir une complexité dans la zone de sur-apprentissage puis la réduire pour identifier la complexité optimale.

Par analogie, il est aussi possible d'augmenter de façon incrémentale la complexité pour obtenir la complexité optimale.

On note enfin que le point de complexité optimal dépend du nombre d'échantillons de la base d'apprentissage. En effet, il existe deux problèmes distincts. Le premier est de savoir combien d'échantillons d'apprentissage sont nécessaires à la modélisation du système généralement non linéaire. Le second est de déterminer la complexité optimale pour la base d'apprentissage sélectionnée.

Dans cette étude, on souhaite enfin avoir la complexité optimale pour réduire le temps d'exploitation du modèle avec une précision maximale sur une base d'échantillons de validation. On définit le temps d'exploitation comme le temps moyen nécessaire pour obtenir la réponse de sortie du modèle pour un nombre d'échantillons d'entrées fourni. On note que plus le réseau est complexe, plus le temps d'accès augmente.

3.2.4.3 Formalisme de l'algorithme d'apprentissage

Cette section précise comment déterminer les paramètres du réseau par un algorithme d'apprentissage adapté. Le problème d'apprentissage des ANN peut être vu comme un problème d'optimisation, où l'on essaye de déterminer les meilleurs paramètres du réseau (poids et biais synaptiques) afin de minimiser l'erreur sur la base d'échantillons de validation. Plusieurs techniques [108] d'optimisation peuvent être directement appliquées à l'apprentissage du réseau. L'une de ces techniques est l'algorithme de Levenberg-Marquardt [109]. On détaille en annexe A l'algorithme d'apprentissage supervisé retenu pour cette étude.

3.3 Application à la cellule Phoenix

3.3.1 Analyse entrées / sorties

Aujourd'hui, les méthodes d'analyse EM rigoureuses présentent encore des temps de simulation trop conséquents pour la création d'une base de données exhaustive, surtout si le nombre de paramètres géométriques est élevé. L'utilisation d'un modèle comportemental est donc indispensable pour compléter la base de données en fournissant la réponse de la cellule pour des valeurs non tabulées des paramètres d'entrées. Cette partie met en application le processus de conception d'ANN utilisant l'algorithme d'apprentissage basé sur la méthode de Levemberg-Marquardt pour modéliser le comportement EM des cellules Phoenix d'ordre 2. Les cellules sont définies par leurs géométries, la fréquence de fonctionnement et les angles d'incidences d'excitation comme illustré en figure 3.5.

La figure 3.6 présente le schéma précis des objectifs à réaliser. Les études précédentes [110] [81] montrent qu'il est difficile de modéliser simultanément la phase et l'amplitude des cellules de RA. La caractérisation précise de la phase est plus importante dans la mesure où c'est le déphasage réalisé qui génère le diagramme de rayonnement requis. Cependant, on porte un intérêt particulier aussi à la modélisation de l'amplitude car elle régit les niveaux de cross-polarisation du diagramme de rayonnement. Aussi, l'originalité de cette étude est de décomposer le modèle général en quatre boîtes noires

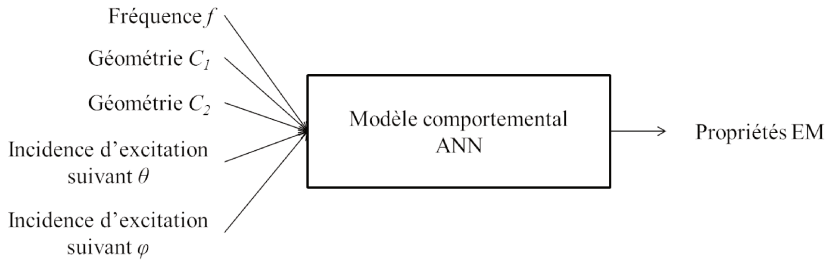


FIGURE 3.5 – Schéma de principe du modèle ANN.

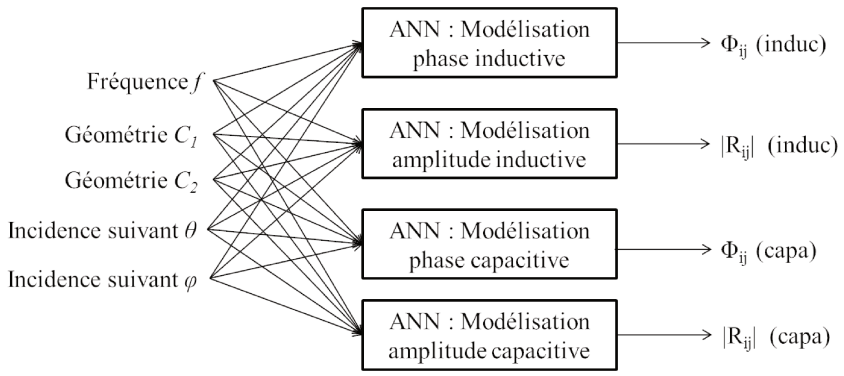


FIGURE 3.6 – Conception pratique de caractérisation de cellules Phoenix d'ordre 2.

ANN. Ce choix est motivé dans l'objectif d'accroître la précision sur la caractérisation des propriétés EM tant sur la phase Φ_{ij} que sur l'amplitude $|R_{ij}|$ (où i et j correspondent aux modes TE et TM) pour n'importe quel jeu d'entrées fourni.

On note enfin que la mise en œuvre de nos modèles ANN est effectuée à l'aide de l'outil Matlab [106].

3.3.2 Bases de données existantes TAS

Dans le cadre d'un apprentissage supervisé, deux jeux d'échantillons sont nécessaires pour la conception d'ANN, l'un pour l'apprentissage et l'autre pour la validation. Il se trouve que les travaux effectués précédemment dans [111] sur la caractérisation de cellules de RA ont abouti à la création d'une base de données de cellules Phoenix d'ordre 2, par TAS.

Les géométries de cellules caractérisées dans les cas capacitif et inductif sont précisées sur la figure 3.7. Chaque point correspond à une géométrie tabulée dans la base. On travaille ici dans une configuration où la taille de la

maille l est fixée à 25,6 mm comme indiqué dans le chapitre 1. C_1 varie entre 0 et 25,6 mm et C_2 est toujours inférieur à C_1 pour des raisons triviales de construction de cellules. On note que dans la base disponible, il existe par ailleurs un «vide» de caractérisation de cellules pour les valeurs de C_2 allant de 0 mm à 9,6 mm. Cela s'explique par le fait que les lois de phase générées par les cellules dans cette zone varient peu.

Les nombres de géométries dans les cas capacitif et inductif sont respectivement de 428 et 345. On note que les simulations EM par MIX [111] (logiciel interne TAS) ont permis de caractériser l'ensemble de ces cellules suivant différentes incidences d'excitation ϕ_{inc} et θ_{inc}, dont le formalisme a été défini dans le chapitre 1, et à différentes fréquences.

Plus précisément, ϕ_{inc} varie suivant 4 valeurs de -180° à -135° par pas de 15° du fait de la symétrie de la cellule. θ_{inc} varie suivant 9 valeurs de 0° à 45° par pas de 5°. La bande de fréquence choisie pour la création de cette base de données est la bande C TX limitée de 3,4GHz à 4,2GHz (avec 4 points de fréquences).

Ainsi quelles que soient les géométries présentées, les angles d'incidences d'excitation ϕ_{inc} et θ_{inc} et la fréquence de fonctionnement f, on connaît rigoureusement les paramètres de la matrice de réflexion pour les points tabulés. On tire de la matrice le déphasage et l'amplitude des coefficients directs et croisés par les équations :

$$\Phi_{ij} = \frac{180}{\pi} \cdot \arctan \frac{Im(R_{ij})}{Re(R_{ij})} \qquad \text{(en degrés)} \tag{3.5}$$

où Φ_{ij} correspond à la phase générée par le coefficient de la matrice de réflexion R_{ij}

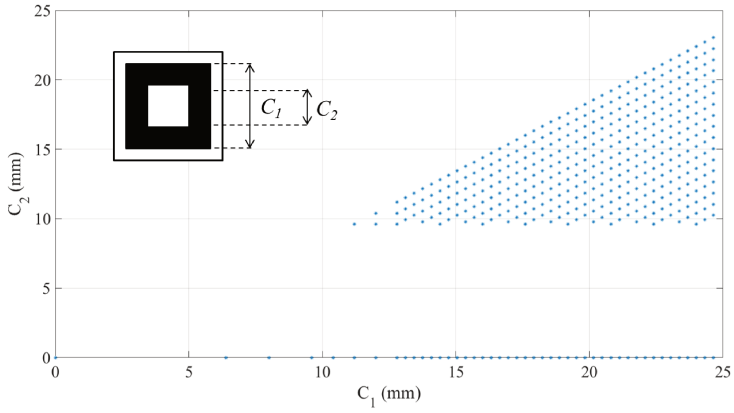
$$|R_{ij}| = \sqrt{Im(R_{ij})^2 + Re(R_{ij})}^2 \tag{3.6}$$

où $|R_{ij}|$ correspond à l'amplitude générée par le coefficient de la matrice de réflexion R_{ij}.

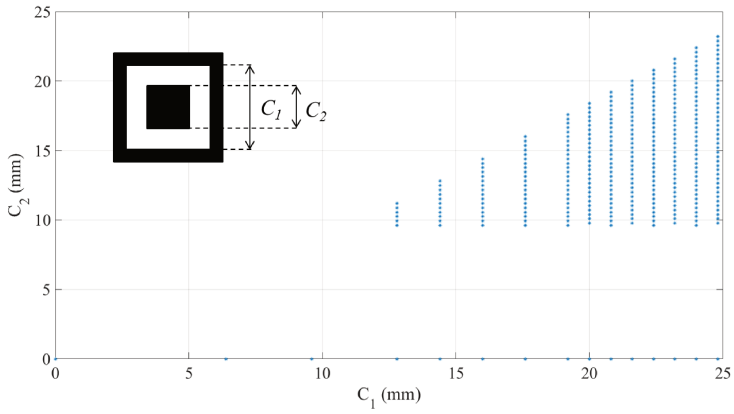
Au final, on a à disposition dans les cas capacitif et inductif une base de données constituée respectivement de 61632 et 49680 échantillons. On utilisera cette base comme une référence dans toute la suite du document.

3.3.3 Modélisation de la cellule d'ordre 1 capacitive à partir de la base existante

On propose dans cette section de modéliser la cellule Phoenix d'ordre 1 capacitive par ANN construit à partir de la base de données mise à dispo-



(a) Échantillonnage de la base de données capacitive



(b) Échantillonnage de la base de données inductive

FIGURE 3.7 – Échantillons existants dans la base de données TAS.

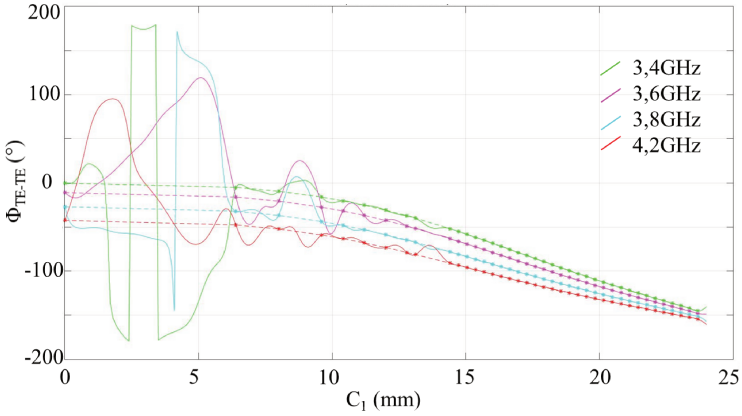


FIGURE 3.8 – Variation de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ modélisée par ANN avec 100 neurones.

sition. Dans ce cas, C_2 est nul et la base d'apprentissage est réduite à 6480 échantillons. Parce que cette étude est une illustration et une compréhension de la modélisation par ANN, on préconise seulement deux essais pour la modélisation de la cellule d'ordre 1. Le dimensionnement du réseau est fait de façon manuelle avec 10 et 100 neurones dans une unique couche cachée. Les résultats obtenus sur la modélisation de la phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ sont présentés en figures 3.8 et 3.9 dans le cas de l'incidence normale à quatre fréquences.

Le modèle comportemental réalisé ne correspond pas aux attentes. En effet, dans le cas de 100 neurones en couche cachée, la phase au niveau des points d'apprentissage est parfaitement modélisée par le modèle. Cependant la modélisation de n'importe quelle autre géométrie de cellules n'est pas cohérente avec la base de référence. C'est une illustration du phénomène de sur-apprentissage présenté dans le paragraphe précédent.

Inversement, lorsque l'on réduit la complexité du réseau à 10 neurones, l'erreur obtenue sur les échantillons de référence augmente (observation de forts écarts sur les échantillons d'apprentissage) et ne permet pas de caractériser la cellule précisément.

Finalement, on s'aperçoit que définir la complexité optimale ne suffit pas dans la conception d'ANN précis. La base d'apprentissage est aussi très importante et la régularité des échantillons d'apprentissage est fondamentale pour obtenir des niveaux de précision élevée. C'est l'objet de la partie suivante.

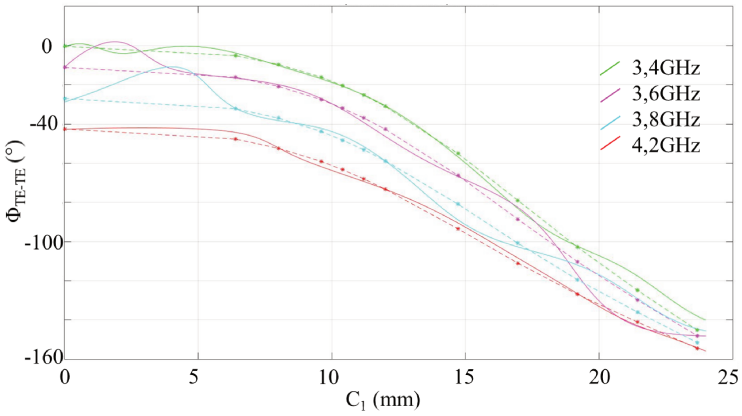


FIGURE 3.9 – Variation de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ modélisée par ANN avec 10 neurones.

3.3.4 Régularisation des bases d'apprentissage et de validation

Dans la base de données existante, les angles d'excitation θ_{inc} et ϕ_{inc} comme la fréquence f sont échantillonnés régulièrement. Ces entrées sont donc adaptées pour la conception d'ANN [110] [81].

Par contre, les coefficients géométriques C_1 et C_2 sont échantillonnés de manière irrégulière. Une des solutions pour pallier ce problème est d'uniformiser l'échantillonnage de la base en procédant à une interpolation barycentrique.

Le principe présenté en figure 3.10 est de définir une nouvelle grille correspondant à des échantillonnages réguliers de C_1 et C_2. Dans ce cas, deux nouvelles bases sont créées : une d'apprentissage échantillonnée à $\lambda/20$ en rouge et une de validation échantillonnée à $\lambda/100$ en jaune. Dans le cas de la base d'apprentissage, la discrétisation est choisie pour le moment arbitrairement, l'objectif est d'observer la régularisation des échantillons sur la surface. Nous détaillerons dans la suite comment sélectionner la meilleure discrétisation de la base d'apprentissage. L'échantillonnage de la base de validation doit être le plus grand possible, on choisi $\lambda/100$ comme le meilleur compromis entre nombre d'échantillons et discrétisation de la surface interpolée.

Le principe d'interpolation barycentrique est relativement simple à mettre en œuvre. Il consiste à trouver les trois géométries de la base existante les plus proches de la géométrie à interpoler. Un exemple est donnée en figure

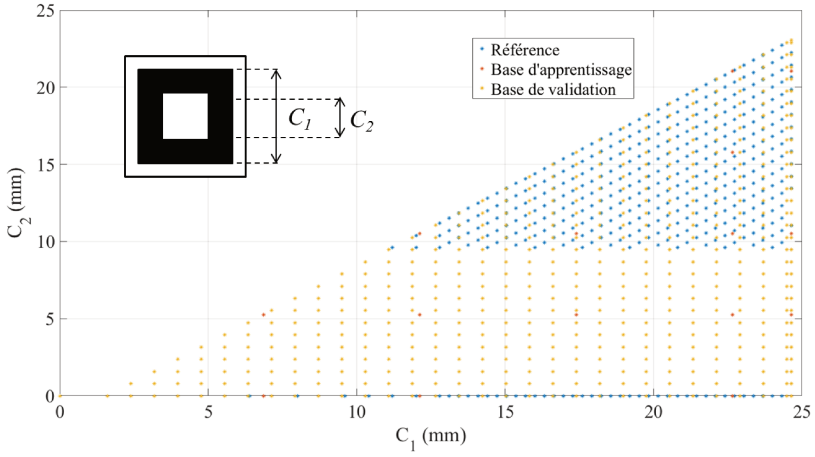


FIGURE 3.10 – Nouveau maillage des bases d'apprentissage et de validation.

3.11. Les trois géométries de la base de référence forment un triangle dans lequel est inscrit l'échantillon à interpoler.

Une fois les trois géométries identifiées, l'équation d'interpolation barycentrique permet de définir les matrices de réflexion interpolées R^{int} à partir des données existantes de la base de données de référence R^{DB} :

$$R^{\text{int}} = \sum_{l=1}^{3} w_l \cdot R_l^{\text{DB}} \tag{3.7}$$

où w_l correspond à la pondération barycentrique définie par,

$$w_l = \frac{\frac{1}{d_l}}{\sum_{j=1}^{3} \frac{1}{d_j}} \tag{3.8}$$

où d_l est la distance respective des trois géométries connues autour du point à interpoler

$$d_l = \sqrt{(C_1(R^{\text{int}}) - C_1(\text{geom}_l))^2 + (C_2(R^{\text{int}}) - C_2(\text{geom}_l))^2} \tag{3.9}$$

A titre de remarque, on note que si l'échantillon que l'on souhaite interpoler est situé sur un des côtés du triangle, une interpolation linéaire est effectuée entre les points du segment du triangle sur lequel se trouve l'échantillon.

Finalement, on obtient deux nouvelles bases régulières pour les cas capacitif et inductif. Un exemple de variations de la phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$du coefficient $R_{\text{TE-TE}}$ en incidence normale et à 3,4GHz de ces nouvelles bases d'apprentissage et de validation est donné en figure 3.12.

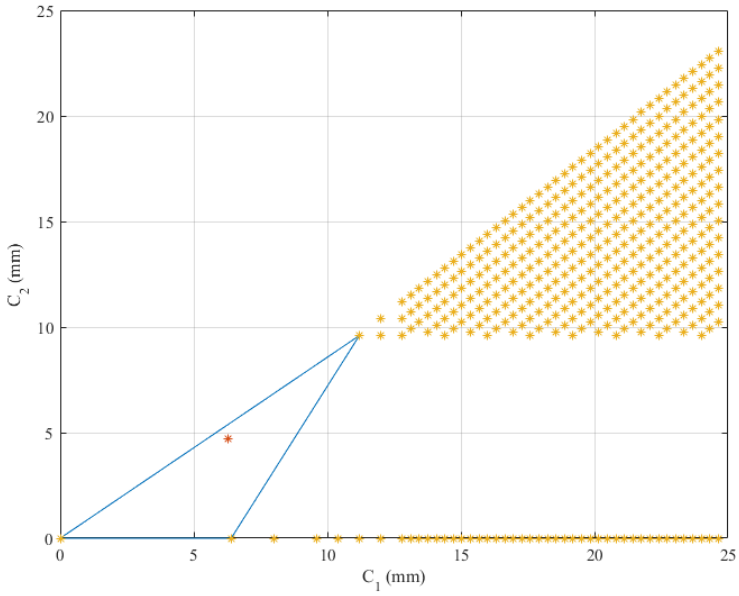


FIGURE 3.11 – Exemple de triangle connu entourant la géométrie issue de la base régularisée.

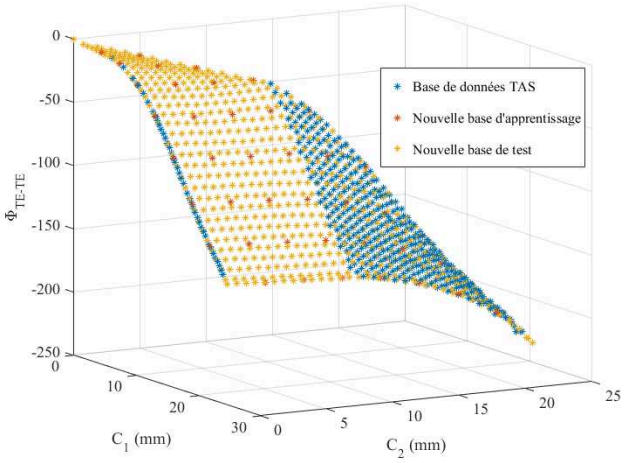


FIGURE 3.12 – Variations de la phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ issue des différentes bases.

3.3.5 Optimisation de la complexité du réseau

3.3.5.1 Algorithme de conception

Maintenant que la discrétisation des bases a été uniformisée, la complexité des réseaux doit être fixée.

L'objectif est de définir un algorithme permettant de fixer la complexité optimale, c'est-à-dire le nombre de couches du réseau et le nombre de neurones par couche. La complexité doit être définie pour chacun des quatre réseaux de la figure 3.6.

De plus, [112] montre que n'importe quel système non linéaire peut être modélisé par un MLP constitué d'une seule couche cachée. Aussi, on se limitera dans cette étude à définir le nombre de neurones optimal dans l'unique couche cachée de chaque réseau.

La figure 3.13 propose l'algorithme de conception des réseaux.

L'étape n°1 consiste à définir les bases uniformisées à l'aide de la méthode de pondération barycentrique détaillée dans le paragraphe précédent.

L'étape n°2 consiste à initialiser le réseau avec un nombre de neurone N=1 dans la couche cachée.

Le bloc suivant permet de tester la précision sur la base de validation de la complexité du réseau. Aussi, **l'étape n°3** consiste à faire l'apprentissage du réseau. La technique utilisée est celle détaillée dans la section précédente à l'aide d'un apprentissage de type Levemberg-Marquardt. L'apprentissage terminé, l'erreur moyenne finale ϵ sur la base de validation est déterminée.

L'erreur ϵ est définie comme l'erreur quadratique moyenne entre les N_{ech} échantillons de la base de validation (on note ces valeurs «référence» indicées X_{Ref} dans les équations) et les échantillons de sortie du réseau ANN (indicées X_{ANN} dans les équations) pour la phase et l'amplitude :

$$\epsilon_{\Phi} = \frac{1}{N_{ech}} \sum_{l=1}^{N_{ech}} \sqrt{\left\| \Phi^{l}_{\text{TE-TE ANN}} - \Phi^{l}_{\text{TE-TE Ref}} \right\|^2} \tag{3.10}$$

$$\epsilon_{|R|} = \frac{1}{N_{ech}} \sqrt{\left\| |R_{\text{TE-TE}}|^{l}_{\text{ANN}} - |R_{\text{TE-TE}}|^{l}_{\text{Ref}} \right\|^2} \tag{3.11}$$

Parce que les poids synaptiques sont initialisés de manière aléatoire dans l'initialisation du réseau, on propose de réaliser plusieurs fois l'apprentissage

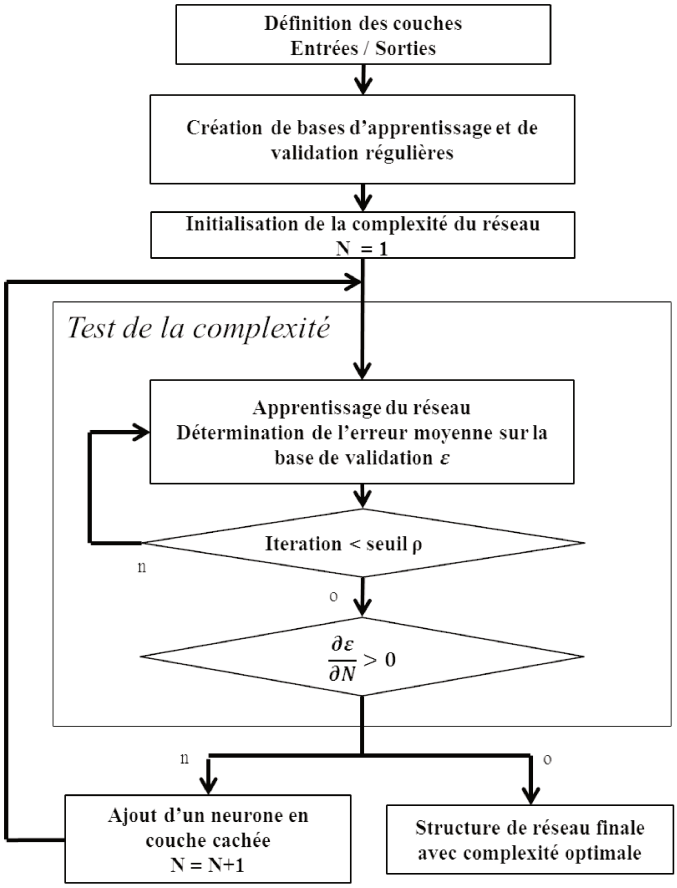


FIGURE 3.13 – Algorithme de définition de la complexité des réseaux.

pour une même complexité. On définit le paramètre ρ comme le nombre minimal d'apprentissages à réaliser pour chaque complexité testée. Il permet de vérifier que l'on a fait un nombre d'apprentissages suffisant pour que les résultats soient fiables.

L'originalité et la particularité de cet algorithme se trouve dans le dernier test. Il permet de définir la complexité optimale du réseau, ce qui est, à notre connaissance, tout à fait inédit dans la modélisation par ANN. En effet, on propose d'étudier la dérivée de l'erreur moyenne en fonction de la complexité du réseau. Lorsque celle-ci devient nulle, et au regard de la figure 3.4, on déduit que la complexité optimale est atteinte. Par opposition, si la dérivée reste inférieure à zéro, on incrémente le nombre de neurones **N** dans la couche cachée et on revient à l'étape n°3.

3.3.5.2 Mise en pratique de l'algorithme de conception

Cette partie montre comment l'algorithme de conception est mis en pratique pour la modélisation de la phase et de l'amplitude des cellules Phoenix d'ordre 2 capacitive et inductive.

Modélisation de la phase générée par la cellule inductive

La figure 3.14 présente la variation de l'erreur moyenne de phase du coefficient $R_{\text{TE-TE}}$ en bleu et sa dérivée associée en rouge.

S'agissant de la discrétisation de la base d'apprentissage lors de l'étape d'uniformisation (en d'autres termes, la définition du nombre d'échantillons d'apprentissage), plus la base d'apprentissage est discrétisée, plus le nombre de neurones nécessaires pour la caractérisation est élevé. Or, plus le nombre de neurones est élevé, plus le temps d'exploitation est élevé. Aussi, on commence par discrétiser la base d'apprentissage avec un maillage échantillonné à $\lambda/15$.

Dans le cas où le maillage d'apprentissage est échantillonné à $\lambda/15$, figure 3.14.a, on s'aperçoit que la dérivée devient nulle pour N = 13. Aussi, la complexité optimale pour la modélisation de la phase d'une cellule d'ordre 2 inductive est un réseau de 1 couche constituée de 13 neurones.

En termes de précision, on estime qu'un modèle comportemental est fiable et précis lorsque l'erreur moyenne est de l'ordre du degré. Or dans ce cas, l'erreur moyenne de phase sur la base de validation est de 6°, ce qui est insatisfaisant pour notre conception de modèle. Ces écarts sont dus à la forte non linéarité des cellules inductives dans leurs zones de résonance, lorsque la fente annulaire devient fine. Cela se traduit par le fait que le modèle n'arrive pas à suivre les fortes variations de la phase à modéliser. On note par ailleurs le caractère erratique de l'erreur de phase sur l'intervalle de 13 à 38 neurones dans la couche cachée. Cela s'explique grâce au paramètre ρ. En effet, les pondérations synaptiques étant initialisées aléatoirement, ce paramètre permet de supprimer cet aspect aléatoire. Il faudrait l'augmenter pour obtenir une variation linéaire. Nous ne procédons cependant pas au test car l'erreur n'est pas satisfaisante.

Pour palier ce problème de précision, on propose d'établir un banc de test sur la discrétisation de la base d'apprentissage. Aussi, différentes bases d'apprentissage ont été testées. Le nombre de géométries et d'échantillons est résumé dans le tableau 3.2.

Les résultats obtenus sur la modélisation de la phase dans le cas in-

Cas	discrétisation	nombre de géométries	nombre d' échantillons
1	$\lambda/15$	22	3168
2	$\lambda/20$	56	8064
3	$\lambda/40$	92	13248

TABLE 3.2 – Maillage de la base d'apprentissage des cellules inductives

Cas	Neurones en couche cachée	$\epsilon(\Phi_{\text{TE-TE}})$	Temps d'exploitation pour 50k cellules
1	13	6°	0,2s
2	17	3°	0,3s
3	31	1,6°	0,5s

TABLE 3.3 – Modélisation de la phase des cellules inductives

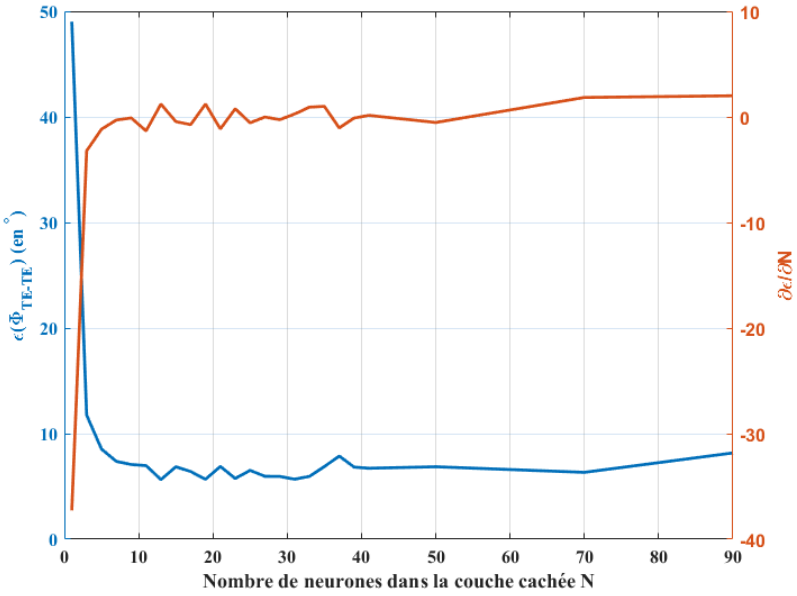
ductif sont détaillés dans le tableau 3.3. Lorsque la base d'apprentissage est échantillonnée à $\lambda/40$, en figure 3.14.b, la complexité optimale est de 31 neurones dans la couche cachée. L'erreur moyenne sur la phase obtenue est de 1,6°. Aussi, bien qu'ayant augmenté la complexité (et donc le temps d'exploitation), ces résultats sont satisfaisants pour la conception d'un modèle précis. Le temps d'exploitation pour accéder à la phase de 50000 cellules simultanément reste faible puisqu'il est de 0,5s. On retient donc ce design comme la structure finale du réseau pour la modélisation de la phase de la cellule Phoenix de type inductive.

Modélisation de l'amplitude générée par la cellule inductive

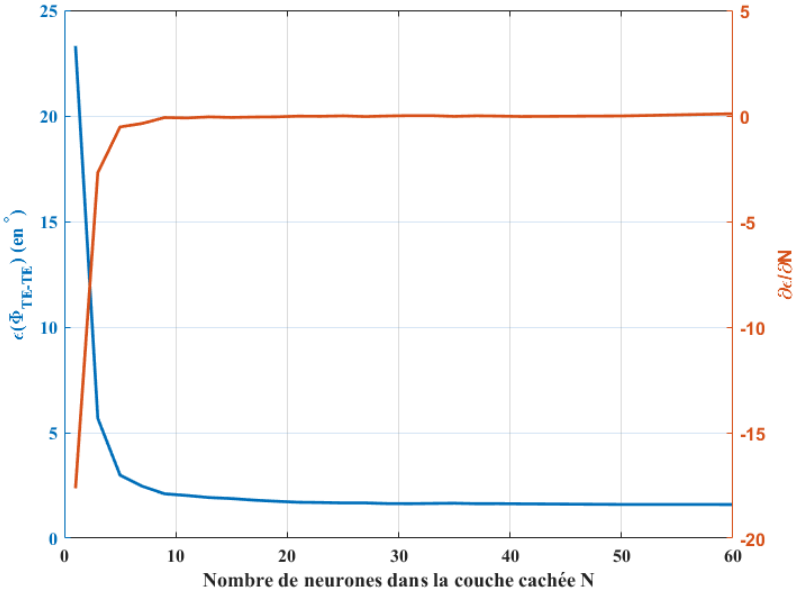
On utilise la même base d'apprentissage échantillonnée à $\lambda/40$ pour la modélisation de l'amplitude des coefficients de réflexion. La figure 3.15 montre que la complexité optimale est de 19 neurones dans la couche cachée. De plus, le fait de modéliser directement les paramètres d'amplitude par le réseau permet d'obtenir une très grande précision, tant sur les paramètres directs que sur les paramètres croisés. D'ailleurs, l'erreur moyenne sur le coefficient direct est de l'ordre du millième (en linéaire). Étant donné que la variation de l'amplitude est comprise entre 0 et 1, cet ordre de grandeur en linéaire est très faible sur la base de validation.

Modélisation de la phase et de l'amplitude générée par la cellule capacitive

L'algorithme est appliqué au cas de la cellule capacitive. Puisque les caractéristiques EM de la cellule capacitive sont plus linéaires que dans le cas inductif, l'échantillonnage de la base d'apprentissage à $\lambda/15$ est suffisant



(a) Échantillonnage de la base d'apprentissage à $\lambda/15$



(b) Échantillonnage de la base d'apprentissage à $\lambda/40$

FIGURE 3.14 – Résultat de l'algorithme pour la modélisation de la phase dans le cas inductif.

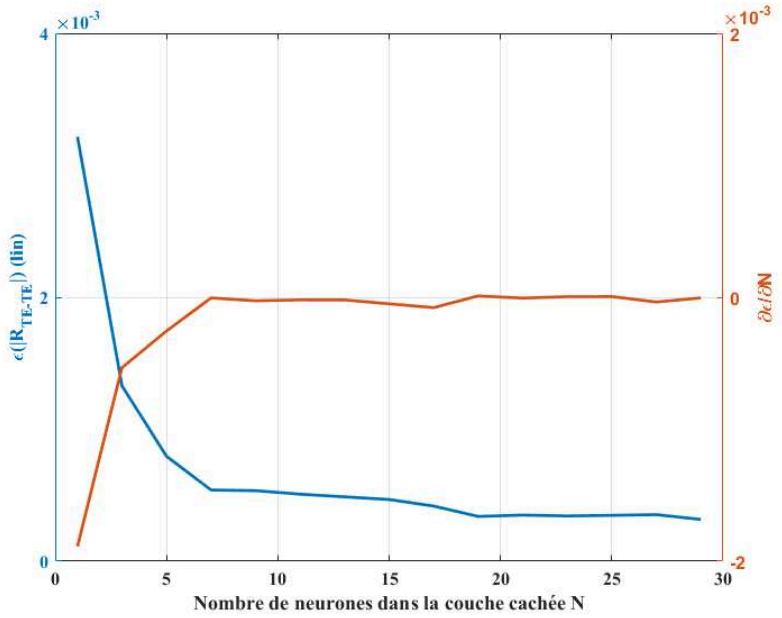


FIGURE 3.15 – Résultat de l'algorithme pour la modélisation de l'amplitude dans le cas inductif.

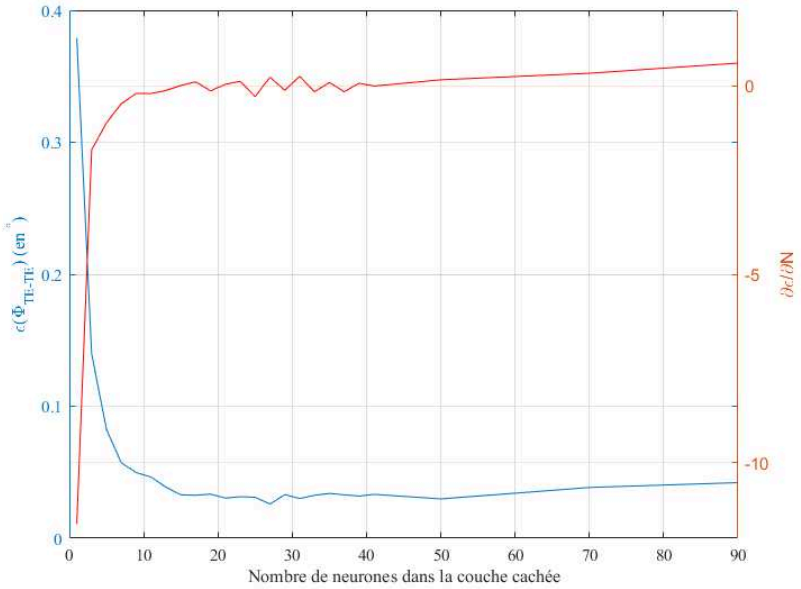
pour modéliser la réponse en phase et en amplitude. Les résultats, présentés en figure 3.16, donnent respectivement 15 et 19 neurones dans la couche cachée pour l'annulation de la dérivée. Les erreurs obtenues sur la phase et l'amplitude sont de 1,48° et $4{,}9.10^{-4}$ (en linéaire).

3.3.5.3 Résumé de la modélisation de la cellule Phoenix d'ordre 2

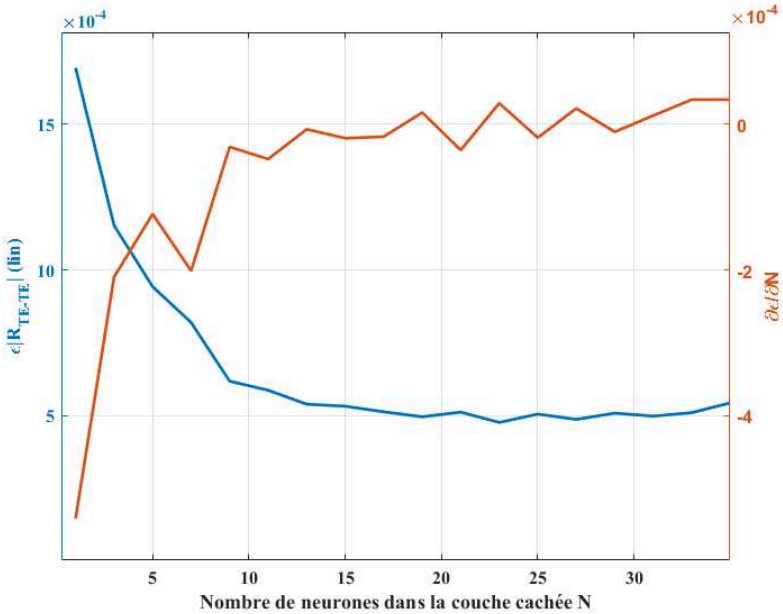
En résumé, quatre modèles comportementaux à base d'ANN ont été conçus pour la modélisation des réponses en phase et en amplitude des coefficients directs et croisés des cellules Phoenix d'ordre 2 capacitive et inductive. Un algorithme d'optimisation de la complexité a permis de définir la structure des réseaux. Les résultats sont fiables, rapides et précis puisque les erreurs obtenues par rapport à un jeu d'échantillons de référence sont très faibles. Les objectifs au niveau du temps d'exploitation sont aussi respectés puisque les complexités optimales des réseaux permettent de caractériser 50000 cellules simultanément en moins de 0,5s.

On propose de rassembler les résultats dans les tableaux 3.4 et 3.5.

A titre d'exemple, la figure 3.17 présente les résultats obtenus pour une cellule inductive. Le paramètre C_1 est fixé à 23,7 mm et le paramètre



(a) Détermination de la complexité pour la modélisation de la phase



(b) Détermination de la complexité pour la modélisation de l'amplitude

FIGURE 3.16 – Résultat de l'algorithme pour la modélisation de la cellule capacitive.

	Cellule capacitive	**Cellule inductive**
Amplitude	nombre de neurones dans la couche cachée	
	19	19
	erreur moyenne sur la base de validation	
	4,9 . 10^{-4} (lin)	3,4 . 10^{-4} (lin)
	maximum d'erreur sur la base de validation	
	7,3 . 10^{-3} (lin)	1,8 . 10^{-2} (lin)
	temps d'exploitation pour 50k cellules	
	0,2 (sec)	0,2 (sec)

TABLE 3.4 – Résultats numériques finaux des modèles ANN pour la modélisation de l'amplitude

	Cellule capacitive	**Cellule inductive**
Phase	nombre de neurones dans la couche cachée	
	15	31
	erreur moyenne sur la base de validation	
	1,48 (en °)	1,6 (en °)
	maximum d'erreur sur la base de validation	
	4,3 (en °)	10 (en °)
	temps d'exploitation pour 50k cellules	
	0,2 (sec)	0,5 (sec)

TABLE 3.5 – Résultats numériques finaux des modèles ANN pour la modélisation de la phase

C_2 varie, c'est-à-dire que la taille de l'ouverture varie de 0 mm à C_1 mm. Les simulations sont réalisées à 3,4GHz en incidence normale.

On observe que les courbes de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$, en figure 3.17.a, entre les ANN et les échantillons issus de la base de validation sont parfaitement superposées, y compris dans la zone de résonance des cellules (où $C_2 = 18$ mm).

S'agissant de la modélisation de l'amplitude des coefficients directs $|R_{\text{TE-TE}}|$, en figure 3.17.b, et croisés $|R_{\text{TE-TM}}|$, en figure 3.17.c, on fait le même constat. Les ANN modélisent parfaitement le comportement EM des cellules dans les zones de résonance ou non. Ces données sont importantes notamment lorsque l'on essaie de limiter les pertes intrinsèques générées par les cellules unitaires.

On note enfin que l'erreur moyenne calculée uniquement sur l'amplitude du paramètre direct pour la conception d'ANN, permet de modéliser aussi fidèlement l'amplitude des paramètres croisés (quelques centièmes $\approx$ 15% d'erreur dans la zone de résonance).

3.4 Analyse des résultats sur la représentation sphérique

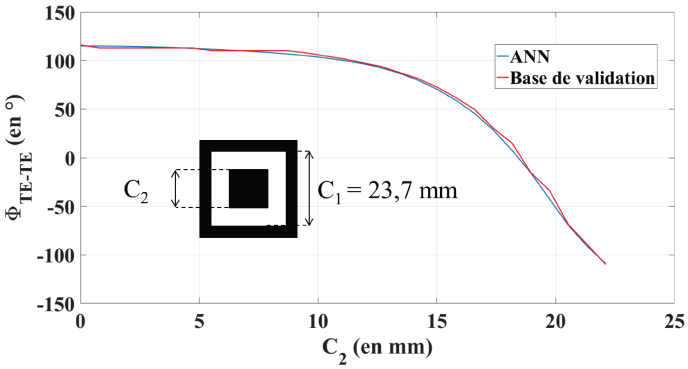
Avant de rentrer dans le processus de synthèse de RA et parce que les modèles ANN permettent d'accéder rapidement et précisément aux propriétés EM de la cellule Phoenix, il est maintenant possible d'analyser les performances EM en projection sur la représentation sphérique présentée dans le chapitre 2.

3.4.1 Variation de phase

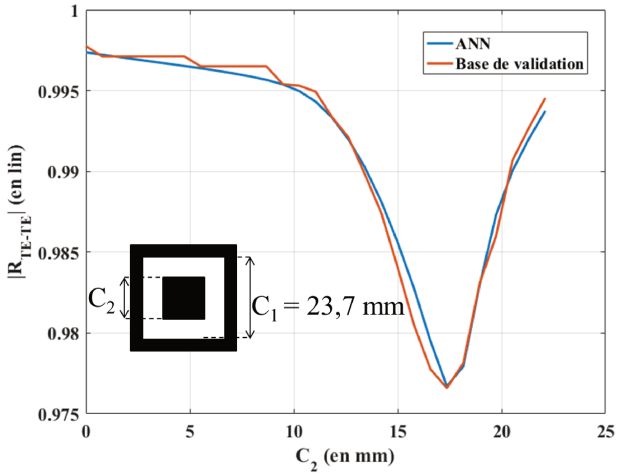
Cette partie permet d'analyser les phases accessibles avec les cellules Phoenix d'ordre 1 et 2. En effet, en combinant l'outil de représentation sphérique et les modèles comportementaux ANN, il est possible d'avoir une vue d'ensemble des performances. De plus, comme la représentation garantit naturellement des variations géométriques continues, elle montre si cela se traduit par des variations lisses sur les propriétés EM générées.

A ce titre, la figure 3.18 présente la projection de la phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ sur la sphère.

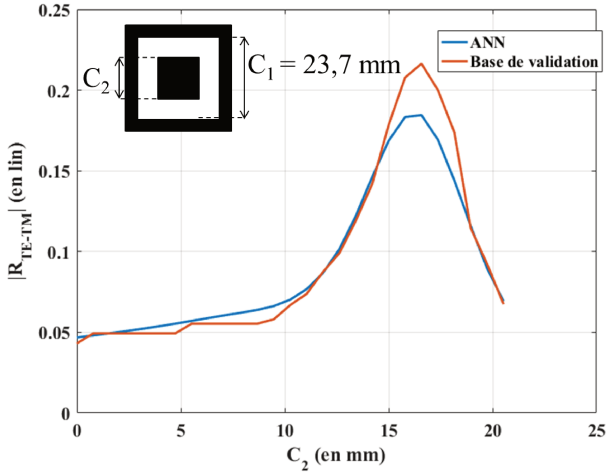
Les conditions de modélisation sont établies en incidence normale et à différentes fréquences. De plus, afin de mieux voir la transition de la phase lors du passage d'une cellule capacitive à une cellule inductive (ou inver-



(a) Comparaison des variations de phase



(b) Comparaison des variations d'amplitude du coefficient direct



(c) Comparaison des variations d'amplitude du coefficient croisé

FIGURE 3.17 – Exemple de caractérisation 2D d'une cellule inductive avec C_1 = 23,7 mm à 3,4GHz en incidence normale.

sement) en $\phi = 360°$, l'intervalle [0°, 25°] est répété sur l'intervalle [360°, 385°] sur la droite de la représentation.

L'ensemble de la gamme de phases de 0° à 360° peut être atteint en combinant les deux familles de cellules. De plus, il existe une redondance des phases, c'est-à-dire qu'il existe plusieurs positions sur la sphère où la phase est identique. Nous verrons plus tard que cela offre une flexibilité supplémentaire dans le processus de synthèse.

Plus généralement, on s'aperçoit que les variations de phase sont régulières sur la représentation. On note cependant qu'il existe deux discontinuités de phase à la frontière des familles de cellules. En effet, la transition entre les cellules capacitives et inductives en $\phi = 180°$ présente un saut maximum de phase de 15°. Le saut est encore plus marqué en $\phi = 360°$ puisqu'il peut atteindre 50°.

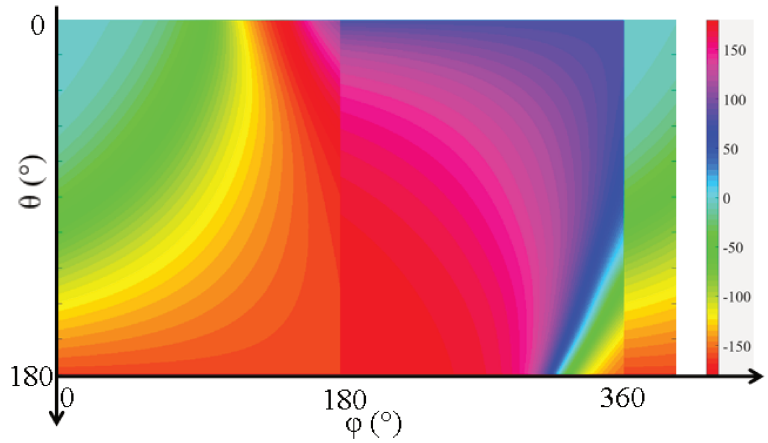
On observe que les résultats issus de l'étude des variations de phase sur la représentation à l'aide des circuits équivalents dans le chapitre 2 sont cohérents avec les résultats obtenus à l'aide des ANN.

L'une des problématiques dans le processus de synthèse étant de limiter les variations géométriques sur les cellules du layout, on propose d'identifier une trajectoire fermée passant par toutes les valeurs de phase (0° à 360°) tout en minimisant les discontinuités. On parlera de cycle de cellules pour la définition de ces trajectoires.

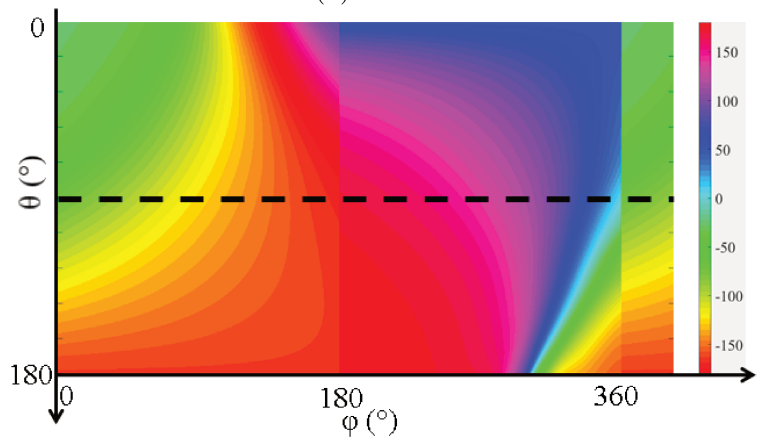
Un examen plus approfondi des performances sur la représentation montre que le cycle situé à l'équateur (ligne pointillée dans la figure 3.18.b) est un bon compromis. En effet, la discontinuité à la première transition (en $\phi = 180°$) devient plus élevée à l'approche du pôle Sud (en $\theta = 180°$) alors que celle à la deuxième transition (en $\phi = 360°$) devient plus élevée près du pôle Nord (en $\theta = 0°$). La figure 3.19 présente la variation de phase suivant la variation de ϕ de la représentation. L'ensemble des déphasages est dans ce cas presque réalisé (saut de 50° à la seconde transition) tout en gardant des variations douces sur la géométrie des cellules. Comme nous le verrons plus loin, ce cycle jouera un rôle important dans le choix des conditions initiales du processus de synthèse.

3.4.2 Variation de la dispersion fréquentielle de phase

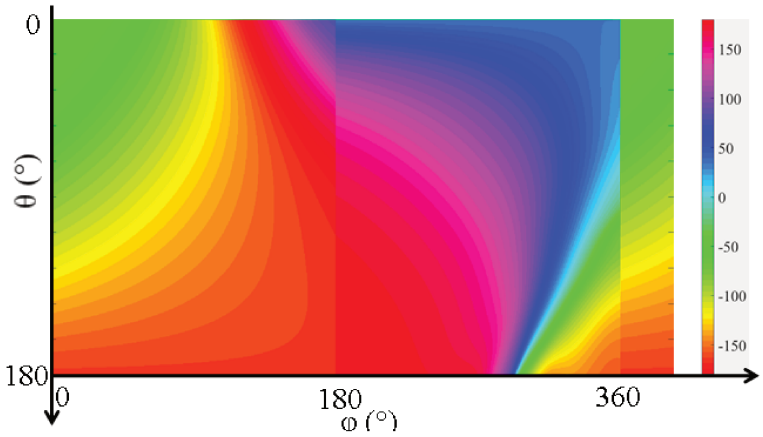
Une donnée importante dans la synthèse de RA concerne la dispersion fréquentielle de phase. Elle est directement tirée des lois de phase des fréquences minimale et maximale. Elle est définie à l'aide de l'équation suivante :



(a) 3.6GHz



(b) 3.9GHz



(c) 4.2GHz

FIGURE 3.18 – Variations de phase Φ_{TE-TE} (en degrés) en projection sur la représentation sphérique à différentes fréquences.

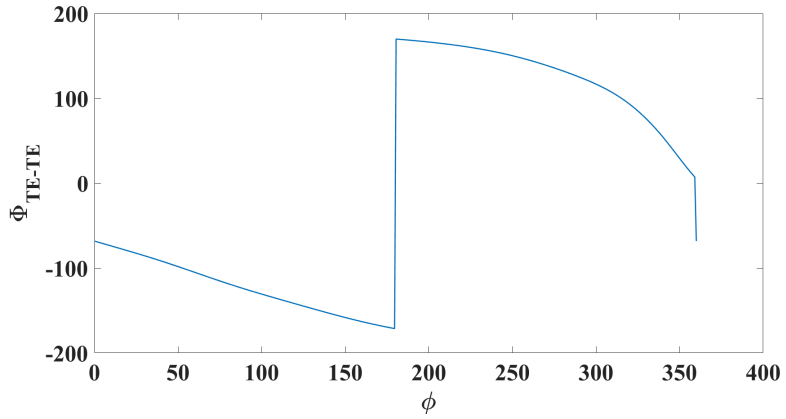


FIGURE 3.19 – Variation de phase sur le cycle de cellules pré-sélectionné.

$$\frac{\Delta\Phi_{\text{TE-TE}}}{\Delta f} = \frac{\Phi_{f_{max}} - \Phi_{f_{min}}}{f_{max} - f_{min}} \qquad (\text{en}^\circ/\text{GHz}) \tag{3.12}$$

La figure 3.20 présente la variation de la dispersion entre les fréquences f_{min} = 3,6GHz et f_{min} = 4,2GHz. Cela montre que pour l'ensemble des phases disponibles, la dispersion varie fortement. La valeur minimale, de 0 °/GHz, est obtenue à proximité du pôle Sud où la cellule est entièrement métallisée (ce qui est équivalent à un plan de masse). La valeur maximale (en valeur absolue), 340 °/GHz, est observée dans la zone où θ est supérieur à 140 ° et $\phi \in [250°, 320°]$. Il s'agit d'une observation du phénomène de résonance associé à des fentes larges et étroites.

3.4.3 Commentaires sur l'extrapolation des ANN

Cette partie met en garde sur les limites de l'utilisation des modèles comportementaux ANN sur la représentation sphérique.

La première limite vient du fait que l'on ne puisse théoriquement pas extrapoler au delà de la base de référence. On rappelle en effet que les ANN sont conçus à partir d'une base d'apprentissage. Aussi le réseau peut modéliser l'ensemble des géométries comprises dans les limites de cette base. Or, on s'aperçoit par exemple que sur les coefficients géométriques de la cellule, la base de données ne contient pas de cellules dont le coefficients C_1 est supérieur à 24,64 mm dans le cas capacitif (pour une largeur de maille l = 25,6 mm). Ainsi, les sorties des ANN pour ces valeurs ne sont plus interpolées mais extrapolées.

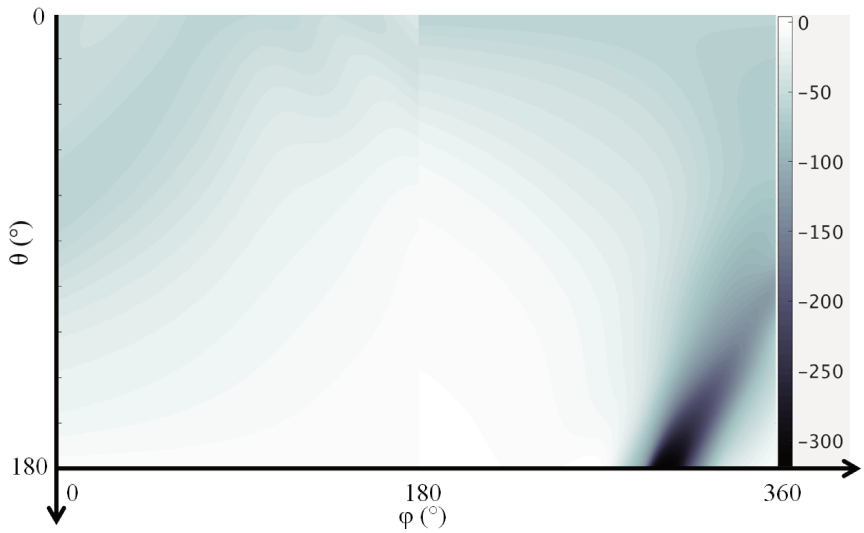


FIGURE 3.20 – Dispersion fréquentielle de phase (en °/GHz) projetée sur la représentation sphérique.

A titre d'exemple, on indique en figure 3.21 les zones blanches extrapolées par les ANN sur la représentation. On propose de vérifier sur un cas précis le comportement de la phase dans ces zones d'extrapolation à l'aide de simulation HFSS. La figure 3.22 présente les résultats de phase obtenus par ANN et par HFSS à la transition $\phi = 180°$ pour $\theta = 140°$. On s'aperçoit en effet qu'un biais de quelques degrés est généré dans la zone d'extrapolation. Les simulations HFSS suggèrent que la transition de phase est continue mais sans doute non dérivable. On note enfin que ces simulations sont lourdes en termes de temps de calcul. En effet, la dimension des motifs géométriques devient très petite, ce qui génère un maillage de simulations fin. Nous sommes donc conscients que ce phénomène peut biaiser les résultats de synthèse.

Toutefois, il convient de noter que de telles cellules sont de toute façon non désirables dans le réseau. C'est la seconde limite. Les tolérances de fabrication imposent en effet d'éviter des largeurs de métallisation inférieures à 100 μm.

3.5 Conclusion

Le processus de conception de quatre modèles comportementaux basé sur la méthode des ANN est présenté dans ce chapitre. A partir d'une base de données existante des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2, les réseaux sont capables de modéliser le comportement EM de n'importe quel autre jeu d'entrées. Aussi, quels que soient le motif géométrique des cellules C_1 et C_2,

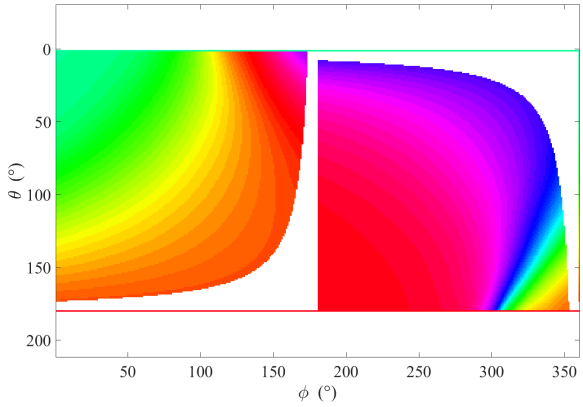


FIGURE 3.21 – Observation des zones d'extrapolation des ANN sur la représentation.

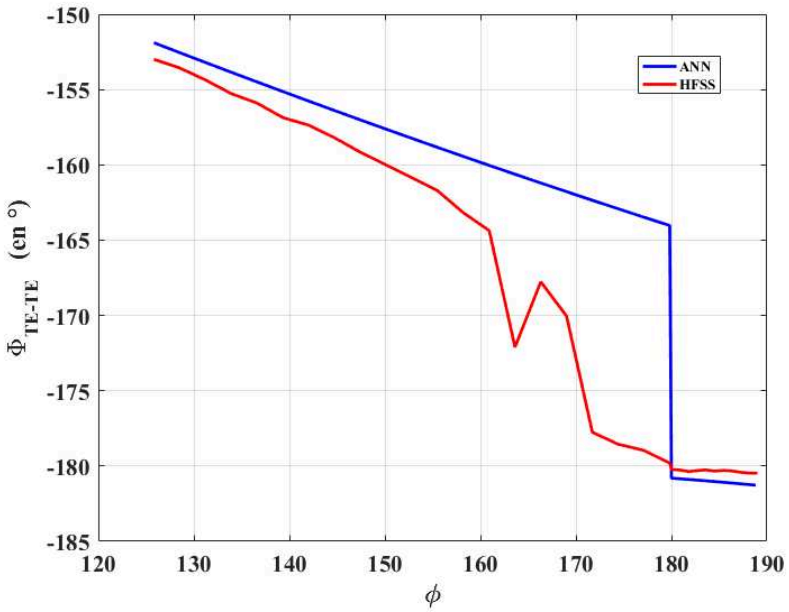


FIGURE 3.22 – Exemple de comparaison des résultats de phases entre simulations rigoureuse (HFSS) et ANN dans une zone d'extrapolation.

son angle d'excitation suivant θ_{inc} et ϕ_{inc} et sa fréquence d'utilisation f, les modèles donnent directement et précisément les caractéristiques de phase Φ et d'amplitude $|R|$ des paramètres directs $R_{\text{TE-TE}}$ et $R_{\text{TM-TM}}$ et croisés $R_{\text{TE-TM}}$ et $R_{\text{TM-TE}}$.

Le temps de calcul des propriétés EM est un avantage majeur des ANN puisque les modèles peuvent simuler 50000 cellules en moins d'une seconde.

Ces modèles comportementaux sont particulièrement utiles pour analyser le fonctionnement et les performances de la cellule Phoenix d'ordre 1 et 2 sur la représentation sphérique. Ce chapitre a ainsi mis en évidence un cycle fermé sur la représentation où la gamme de phases est complète et réalisée à partir de cellules dont les variations sont régulières.

La combinaison de l'outil de représentation et des modèles comportementaux permet d'envisager un processus original de synthèse de RA pour améliorer les performances RF. C'est l'objet des chapitres suivants.

Chapitre 4

Algorithme de synthèse avancée de RA

Sommaire

4.1 Introduction 98
4.2 Principe d'optimisation 98
4.2.1 Principe de l'algorithme min / max 98
4.2.2 Principe de convergence 99
4.2.3 Exemple canonique 99
4.3 Application à la synthèse de RA 101
4.3.1 Principe d'optimisation de la synthèse de RA . . . 101
4.3.2 Fonction coût 102
4.3.3 Définition des DdL 103
4.3.4 Réduction du nombre de degrés de liberté par projection sur des bases de splines 106
4.4 Algorithme final pour la synthèse avancée . . . 108
4.5 Conclusion 110

4.1 Introduction

Nous avons observé dans le chapitre 1 que les processus de synthèse de RA sont de plus en plus complexes pour des applications exigeantes en termes de performances. Grâce d'une part à la représentation sphérique qui permet de répertorier judicieusement les cellules Phoenix et d'autres part aux modèles ANN qui permettent d'obtenir une caractérisation EM rapide et précise, on propose dans ce chapitre un algorithme original de synthèse de RA.

L'idée est de combiner les outils présentés dans les chapitres précédents dans un processus d'optimisation de type min/max. Déjà envisagée dans la synthèse de RA [61] [62], cette méthode d'optimisation semble adaptée pour améliorer les performances tout en maintenant les contraintes de régularité des cellules du layout.

Ce chapitre est organisé en deux parties. La première présente le principe d'optimisation min / max en détaillant les objectifs fixés pour la synthèse de RA au travers de la fonction coût. Au vu des contraintes de temps de calcul générées par un tel algorithme, la seconde porte sur la méthode bien connue de réduction du nombre de degrés de liberté (DdL) par l'utilisation de projections sur des bases de splines.

4.2 Principe d'optimisation

4.2.1 Principe de l'algorithme min / max

[113] est l'un des articles de référence concernant le principe d'optimisation min / max. Cet algorithme a été conçu pour résoudre des problèmes d'optimisation de systèmes non linéaires avec ou sans contraintes [114] [115].

Il est nécessaire de formaliser le problème. Le principe général est celui d'optimiser une fonction vectorielle, souvent non linéaire, notée $\boldsymbol{F}$ de dimension N en fonction de variables d'optimisation, notées $\boldsymbol{x}$ de dimension M. On note que dans le nombre de fonctions et le nombre de variables d'optimisation sont indépendants. Finalement, le principe d'optimisation consiste à trouver les variables adéquates $\boldsymbol{x}$ pour maximiser les performances désirées sur la fonction $\boldsymbol{F}$

$$\vec{\boldsymbol{F}}(\vec{\boldsymbol{x}}) = \begin{bmatrix} F_1(x_1, ..., x_M) \\ F_2(x_1, ..., x_M) \\ \\ F_N(x_1, ..., x_M) \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Pour estimer les performances à réaliser par la fonction, on intègre la fonction objectif $\boldsymbol{F}^{obj}$de même dimension que la fonction $\boldsymbol{F}$ à optimiser. Cela permet d'introduire le terme scalaire de coût ϵ comme le maximum d'erreur entre les fonctions objectifs à réaliser et les fonctions à optimiser :

$$\epsilon = \max_j \left\{ \left\| \mathbf{F}_j^{obj} - \mathbf{F}_j(x_1, ..., x_m) \right\| \right\} \tag{4.2}$$

Le principe général du min / max est de définir un processus itératif permettant de minimiser le maximum d'erreur ϵ, par rapport à l'objectif, d'une itération à l'autre. Le nombre de variables est équivalent au nombre de degrés de liberté du système. Dans la suite du chapitre, on utilise le terme de degrés de liberté, DdL, pour parler des variables d'optimisation.

4.2.2 Principe de convergence

Pour optimiser la fonction $\boldsymbol{F}$ à partir des DdL $\boldsymbol{x}$, on utilise la méthode de descente du gradient. Le principe est d'orienter les DdL vers une solution optimisée. Pour ce faire, il est nécessaire de calculer le Jacobien de chaque fonction F_j par rapport à chacun des DdL :

$$J(\boldsymbol{x}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1(\boldsymbol{x})}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial F_1(\boldsymbol{x})}{\partial x_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_N(\boldsymbol{x})}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial F_N(\boldsymbol{x})}{\partial x_M} \end{pmatrix} \tag{4.3}$$

4.2.3 Exemple canonique

A titre d'exemple canonique, on se propose d'observer le comportement pour l'optimisation d'une seule fonction F_1 et dont le nombre de DdL est réduit à un x_1. Dans ce cas, le scalaire correspondant au coût devient :

$$\epsilon = \left\| F^{obj} - F_1(x) \right\| \tag{4.4}$$

Et le calcul du gradient pour l'orientation du DdL devient :

$$G(x_1) = \frac{\partial F_1}{\partial x_1} \tag{4.5}$$

Un exemple de variation du scalaire de coût pour l'optimisation d'un système non linéaire à une dimension est donné en figure 4.1. L'objectif est de trouver x_1 pour que le coût ϵ soit minimal, dans ce cas, le système aura atteint la solution optimisée. Pour ce faire, deux critères sont importants à

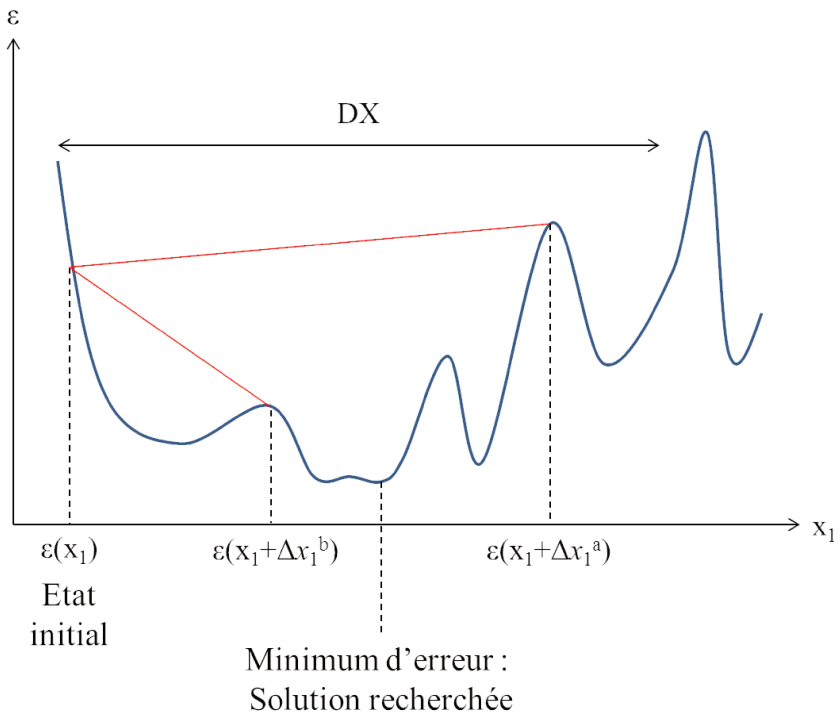


FIGURE 4.1 – Exemple de comportement de système non linéaire à une dimension.

définir. La premier est le paramètre, noté DX, qui précise l'intervalle de recherche de l'outil (en multi-dimensions, on parlera de sphère de recherche). C'est dans cette espace de solution que l'outil va chercher la solution optimale. Le second paramètre est le pas de recherche, noté Δx. Il consiste à définir l'espace entre deux solutions envisagées pour le calcul de la pente du gradient. Cela revient finalement à calculer le gradient entre deux points comme précisé en équation 4.6 :

$$G(x_1) = \frac{\epsilon(x_1 + \Delta x_1) - \epsilon(x_1)}{\Delta x_1} \tag{4.6}$$

On observe clairement que lorsque le pas est trop grand, l'outil sera susceptible de manquer le minimum global de l'espace des solutions. C'est le cas du pas Δx_1^a dans l'exemple de la figure 4.1. A l'inverse, si le pas sélectionné est plus faible (cas de Δx_1^b dans l'exemple), la pente associée au gradient sera négative, de sorte que l'outil puisse converger vers une meilleure solution.

Finalement, l'idéal serait de sélectionner un pas tendant vers une valeur nulle afin de ne pas rater la solution optimale. Cependant, deux problèmes se posent dans le choix d'une valeur faible. Le premier est que, dans le cadre d'optimisation, le nombre d'itérations maximal est un critère non négligeable. Une valeur faible de Δx engendre un nombre d'itérations trop conséquent sans jamais atteindre la solution optimale. Le second concerne la convergence. L'outil risque de converger vers un minimum local dans l'espace des solutions. En d'autres termes, l'ensemble de la sphère de recherche n'est pas entièrement analysé.

En conclusion, l'algorithme du min / max permet d'optimiser les performances de n'importe quel système non linéaire en réduisant le maximum de la fonction d'erreur. D'un point de vue technique, on doit faire un compromis entre les deux critères, sphère DX et pas de recherche Δx sur l'espace des solutions. On note bien ici que la condition initiale de l'outil d'optimisation est fondamentale. Plus la solution initiale est proche de la solution recherchée, plus la sphère de recherche et le pas de calcul seront faibles tout en gardant un nombre d'itérations raisonnable. La conception de la condition initiale est discutée dans le chapitre 5.

4.3 Application à la synthèse de RA

4.3.1 Principe d'optimisation de la synthèse de RA

Dans le contexte de conception d'antenne RA, l'objectif est d'optimiser le diagramme de rayonnement réalisé par l'antenne sur la surface

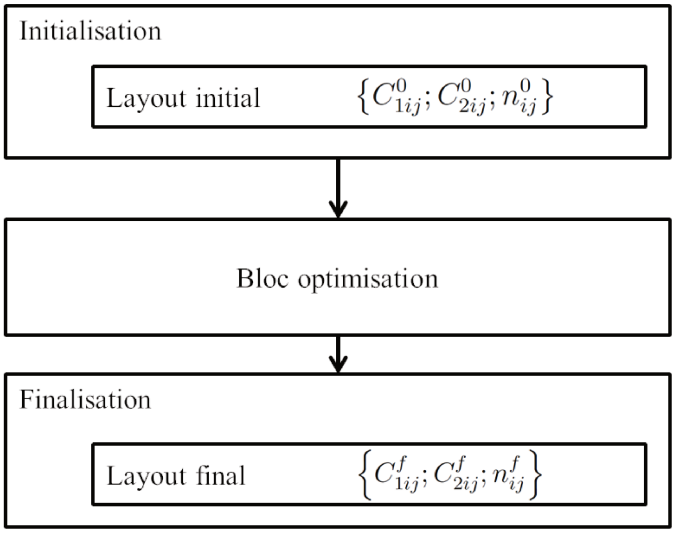


FIGURE 4.2 – Processus d'optimisation de layout de RA.

terrestre. Cela se traduit par l'obtention de gains maximisés en termes de co-polarisation sur les couvertures à réaliser tout en minimisant la cross-polarisation. Les fonctions à optimiser $\boldsymbol{F}$ sont les gains obtenus sur stations (correspondant à des points spécifiques sur la surface terrestre) à différentes fréquences. Pour optimiser ces fonctions, nos variables d'optimisation $\boldsymbol{x}$, ou DdL, sont les géométries de cellules qui constituent l'antenne RA.

La figure 4.2 présente l'application du processus d'optimisation min / max pour la synthèse de RA. Partant d'un layout initial, le processus d'optimisation consiste à travailler sur les géométries des cellules pour obtenir un layout final et ainsi améliorer les performances globales de l'antenne.

4.3.2 Fonction coût

La fonction coût ϵ associée au processus d'optimisation pour la synthèse de RA est définie en équation 4.7.

$$\epsilon = max_f \left\{ max_k \left[\left\| \overrightarrow{E}^{\text{obj}}(k,f) \right\| - \left\| \overrightarrow{E}^{\text{ray}}(k,f) \right\| \right] \right\} \tag{4.7}$$

Le diagramme de rayonnement souhaité $\overrightarrow{E}^{\text{obj}}$ correspond à l'objectif ou le gabarit. Ces données sont classiquement définies comme cahier des charges de la mission spécifique à réaliser. Typiquement, le champ désiré est défini sur N_{sta} stations que l'on indice suivant k et à N_{freq} fréquences, notées suivant f, dans la bande d'étude. La fonction coût du système précise le maximum des différences entre le champ requis $\overrightarrow{E}^{\text{obj}}$ et le champ réel

rayonné $\overrightarrow{E}^{\text{ray}}$ sur l'ensemble des stations et des fréquences. L'équation 4.7 présente uniquement le cas où l'on souhaite maximiser la co-polarisation par rapport au gabarit fixé. Des fonctions coûts identiques pourraient définir des objectifs de réjection (minimiser la co-polarisation) ou de minimisation de la cross-polarisation.

4.3.3 Définition des DdL

4.3.3.1 Première approche

Un moyen simple pour modifier les valeurs du champ rayonné est de travailler sur les cellules constituant l'antenne RA. Aussi, l'objectif de cette étude est de modifier directement chacune des géométries des cellules du RA pour améliorer les performances globales de l'antenne. Le vecteur de DdL $\mathbf{x}$ correspond aux paramètres géométriques de chacune des cellules du RA, soit les valeurs C_1, C_2 et le type de cellule n.

Ainsi, pour une antenne constituée de N^x et N^y cellules suivant les axes x et y du RA plan où chaque cellule est déterminée par ses 3 paramètres C_{1ij}, C_{2ij} et n_{ij} avec $i \in [1,N^x]$ et $j \in [1,N^y]$, le nombre de degrés de liberté initial $N_{\text{DdL}_{\text{init}}}$ est de :

$$N_{\text{DdL}_{\text{init}}} = 3 \cdot N^x \cdot N^y \tag{4.8}$$

A partir du layout initial, le processus d'optimisation détaillé dans la partie précédente consiste à modifier les valeurs de chaque DdL.

On remarque qu'un tel algorithme présente deux inconvénients majeurs. Le premier concerne le temps nécessaire au processus d'optimisation. En effet, avec un exemple trivial, si le RA est constitué de 10000 cellules, le nombre de degrés de liberté est de 30000. Or, les problèmes d'optimisation sont souvent limités en terme de nombre de DdL. On détaillera plus précisément par la suite l'estimation du temps de calcul du processus d'optimisation.

Le second concerne la gestion des contraintes liées aux géométries intrinsèques des cellules. En effet, une des contraintes apparaît par le fait que C_2 est toujours strictement inférieur à C_1. Une autre concerne le changement de type de cellule n. On comprend que lorsque C_1 devient supérieur à la taille de la maille l lors de la modification de ce paramètre, la cellule n'est plus physique. Pour palier ces problèmes, la représentation sphérique du chapitre 2 est utile.

4.3.3.2 Utilisation de la représentation sphérique

C'est dans cette partie que l'on propose une première originalité de changement de DdL pour la synthèse avancée. La méthode consiste à optimiser directement les paramètres géométriques des cellules à partir des positions de celles-ci sur la représentation sphérique.

Dans ce cas, chaque cellule du layout est définie par un couple (θ, ϕ) correspondant à sa position sur la représentation sphérique. Sur le layout RA complet, cela revient à définir θ_{ij} et ϕ_{ij}.

Ce changement de variables présente un double avantage.

Le premier concerne le nombre de DdL du processus d'optimisation. En effet, chaque cellule paramétrée suivant 3 dimensions (C_1, C_2 et n) peut être réduite à un paramétrage en deux dimensions (suivant θ, ϕ). On rappelle que le type de cellule n est maintenant inclus dans la valeur de ϕ puisque la sphère comprend les deux structures de façon juxtaposée et continue. Le nombre de DdL modifié est alors de :

$$N_{\mathrm{DdL_{modif}}} = 2 \cdot N^x \cdot N^y \tag{4.9}$$

Le second avantage concerne la périodicité des DdL. Parce que les variables suivant θ et ϕ sont périodiques, les contraintes de dimension des cellules évoquées dans le paragraphe précédent sont désormais effacées. Les modifications des DdL successives génèrent naturellement des géométries de cellules physiques sans contrainte.

4.3.3.3 Utilisation de variations de positions

On note θ_{ij}^0 et ϕ_{ij}^0 les positions des cellules du layout initial sur la représentation sphérique. Ce sont ces positions que l'on va faire varier pour améliorer les performances du RA. On introduit la notation $\Delta\theta_{ij}$ et $\Delta\phi_{ij}$ comme variations des positions. Les positions finales des cellules sur la représentation sphérique θ_{ij} et ϕ_{ij} du layout sont ainsi décrites comme suit :

$$\begin{cases} \theta_{ij} = \theta_{ij}^0 + \Delta\theta_{ij} \\ \\ \phi_{ij} = \phi_{ij}^0 + \Delta\phi_{ij} \end{cases} \tag{4.10}$$

Dans le processus d'optimisation, les nouveaux DdL à optimiser sont maintenant $\Delta\theta_{ij}$ et $\Delta\phi_{ij}$.

L'intérêt apparaît par le fait qu'à l'état initial du processus d'optimisation, les DdL sont initialisés à zéro.

4.3.3.4 Estimation du temps de calcul

Bien que le nombre de DdL soit réduit de 3 à 2, il est intéressant d'estimer grossièrement le temps de calcul d'un tel processus d'optimisation. On se propose dans cette partie d'utiliser un cas canonique d'un RA constitué de 10000 cellules (fréquent dans le domaine spatial).

A noter que dans cette thèse nous utilisons l'environnement informatique interne TAS. La machine utilisée est dotée de deux processeurs AMD Opteron 4 coeurs à 2,5GHz dont la RAM disponible est de 128Go.

Le nombre de variables d'optimisation lié à l'équation 4.9 est de :

$$N_{\mathrm{DdL_{modif}}} = 20000 \tag{4.11}$$

Afin d'augmenter les performances, le calcul du Jacobien en équation 4.3 nécessite de calculer la réponse du système autant de fois qu'il y a de DdL. Dans notre cas, l'objectif étant d'optimiser les gains sur stations, on doit calculer le champ lointain généré $\overrightarrow{E}^{\mathrm{ray}}$ sur chaque station et pour chaque modification de variable. Le processus de calcul du champ rayonné n'est pas détaillé dans cette thèse. Une fonction développée par les équipes de TAS [111], appelée RIVIA, permet de le calculer à partir de la théorie des réseaux en faisant l'hypothèse d'infinie périodicité sur chacune des cellules caractérisée [41].

L'étape de calcul du champ rayonné pour chaque fréquence prend une trentaine de seconde sur la machine utilisée. Aussi, avec 20000 DdL, sur 3 fréquences et dans les 2 polarisations, on devrait calculer 120000 fois le champ rayonné. Le temps de calcul nécessaire pour une itération d'optimisation est ainsi grossièrement estimé à plusieurs jours de calcul (7 jours). Cette estimation montre que l'algorithme, en l'état, reste tout à fait inenvisageable.

En conclusion de cette partie, la proposition d'algorithme de synthèse avancée est prometteuse. Les atouts concernent l'utilisation de DdL non bornés grâce à la représentation sphérique ainsi que le maintien des géométries continues sur l'ensemble du layout RA. Cependant, et parce que les temps de calcul sont encore trop importants, on propose une approche de réduction du nombre de DdL par projection des DdL sur des bases de splines afin de mettre en œuvre l'algorithme de synthèse avancée.

4.3.4 Réduction du nombre de degrés de liberté par projection sur des bases de splines

4.3.4.1 Motivation

L'idée envisagée dans cette partie est de réduire drastiquement le nombre de DdL du processus d'optimisation. On propose d'utiliser un artifice de modélisation de surface afin de réduire le nombre de DdL pour la synthèse avancée de RA.

Pour ce faire, on choisit la méthode bien connue de modélisation par coefficients de splines bi-cubiques. L'un des ouvrages de référence est donné en [116]. Ce choix est inspiré et motivé par le fait que les méthodes classiques de design de réflecteurs formés utilisent aussi les coefficients de splines pour obtenir les déformations adaptées, des surfaces réflectrices, pour la réalisation des cahiers des charges [117] [118].

4.3.4.2 Principe des coefficients de splines bi-cubiques appliqué à la synthèse

Afin de réduire le nombre de DdL, on souhaite utiliser les coefficients de splines comme nouveaux DdL. En l'occurrence, dans notre cas, on cherche à modéliser les variations de positions de $\Delta\theta_{ij}$ et $\Delta\phi_{ij}$ représentant les distorsions appliquées au layout initial.

La figure 4.3 montre comment on projette les surfaces $\Delta\theta_{ij}$ et $\Delta\phi_{ij}$ (modélisée par le rectangle rouge), suivant les deux dimensions, sur une base de fonctions splines. Les surfaces sont maillées en faisant apparaître des nœuds de modélisation. Ces nœuds représentent les coefficients de splines que l'on note $c^{x/y}$ suivant les axes x et y et sont respectivement associés à des fonctions de bases de splines, notées $S^{x/y}$ [116].

La mise en équation d'une telle modélisation de surface est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \Delta\theta_{ij} = \sum_{l=1}^{N_{S^x}} c_l^x \cdot S_l^x(x_i) \cdot \sum_{m=1}^{N_{S^y}} c_m^y \cdot S_m^y(y_j) \\ \\ \Delta\phi_{ij} = \sum_{l=1}^{N_{S^x}} d_l^x \cdot S_l^x(x_i) \cdot \sum_{m=1}^{N_{S^y}} d_m^y \cdot S_m^y(y_j) \end{cases} \tag{4.12}$$

Dans l'équation 4.12, S_l^x et S_m^y sont les fonctions de base de splines suivant les axes x et y, où N_{S^x} et N_{S^y} correspondent au nombre de fonctions utilisées. x_i and y_j sont les coordonnées du centre de la cellule (i,j) et $c_{l/m}^{x/y}$

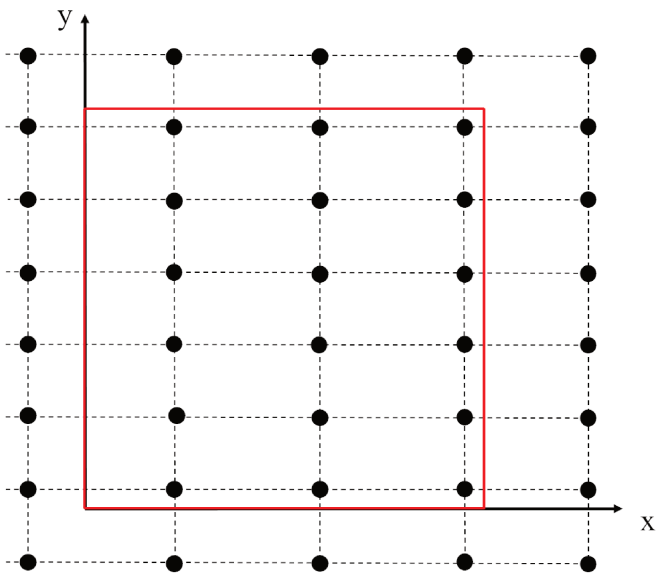


FIGURE 4.3 – Principe de modélisation de surface $\Delta\theta_{ij}$ / $\Delta\phi_{ij}$ par coefficients de splines.

et $d_{l/m}^{x/y}$ sont les coefficients associés aux nœuds de modélisation. A l'aide de cette méthode d'interpolation surfacique, les coefficients $c_{l/m}^{x/y}$ et $d_{l/m}^{x/y}$ sont les nouveaux DdL du processus d'optimisation.

Dans ce contexte de modélisation de surfaces de distorsion par fonctions de splines, l'utilisateur peut choisir à sa guise le nombre de DdL du processus d'optimisation. Il n'est par ailleurs plus contraint au nombre de cellules que constitue le RA. On précise tout de même que, plus le nombre de coefficients est grand (DdL), plus les surfaces de distorsion sont décrites précisément. C'est d'ailleurs ce qui est classiquement établi dans le cadre du design de réflecteurs formés : on augmente graduellement le nombre de coefficients de splines pour obtenir des performances améliorées. Le nouveau nombre de DdL est ainsi donné comme :

$$N_{\mathrm{DdL}} = 2 \cdot N_{S^x} \cdot N_{S^y} \tag{4.13}$$

En conclusion, les avantages de ce processus sont d'abord matérialisés par la réduction drastique du nombre de DdL et ensuite par le maintien de la régularité des cellules imposé à la surface du layout. En contrepartie, l'utilisation de fonctions de splines limite les variations de $\Delta\theta_{ij}$ et $\Delta\phi_{ij}$.

4.3.4.3 Estimation des temps de calcul

Au regard des temps de calcul générés dans la partie précédente, on estime, avec les mêmes ordres de grandeur, les nouveaux temps de calcul. Avec un nouveau nombre de degrés de liberté N_{DdL} par exemple paramétré à 50, le temps total du processus d'optimisation est réduit à quelques heures. Cela est tout à fait envisageable comme preuve de concept dans un cadre industriel.

En conclusion, l'utilisation de variations de distorsion sur θ_{ij} et ϕ_{ij} modélisées par coefficients de splines est un moyen puissant permettant de réduire drastiquement le nombre de DdL utilisés dans le processus d'optimisation. Les temps de calcul permettent enfin d'envisager le processus d'optimisation complet de RA.

4.4 Algorithme final pour la synthèse avancée

L'algorithme final proposé dans cette étude est original et innovant. Cette synthèse avancée de RA est basée sur une méthode d'optimisation min / max dans laquelle on intègre l'outil de représentation sphérique du chapitre 2 et l'utilisation d'ANN pour la caractérisation rapide des propriétés EM du chapitre 3. L'algorithme final est présenté en figure 4.4.

Le bloc d'initialisation permet de définir les coefficients de splines comme nouveaux DdL. Ceux-ci définissent les variations des positions appliquées aux positions sur la représentation sphérique du layout initial.

Les différentes étapes du bloc d'optimisation min / max sont définies de la manière suivante.

La première étape consiste à modifier chaque DdL par un pas de recherche Δx.

Pour chaque modification, des nouvelles positions sont obtenues pour définir un nouveau layout.

L'étape suivante consiste à déterminer les propriétés EM des cellules nouvellement générées par l'utilisation des modèles ANN.

La fonction interne RIVIA permet d'obtenir le champ rayonné associé à ce nouveau layout. On note que nous avons utilisé un code parallélisé sur les fréquences et sur les deux polarisations pour réduire encore le temps de calcul. Les gains sur stations à optimiser sont ainsi déterminés.

On compare l'ensemble des résultats sur stations et à toutes les fréquences avec le cahier des charges pour obtenir le maximum d'erreur ϵ.

En utilisant la méthode de descente du gradient classique définie dans l'équation 4.3 et en modifiant successivement tous les DdL (coefficients de

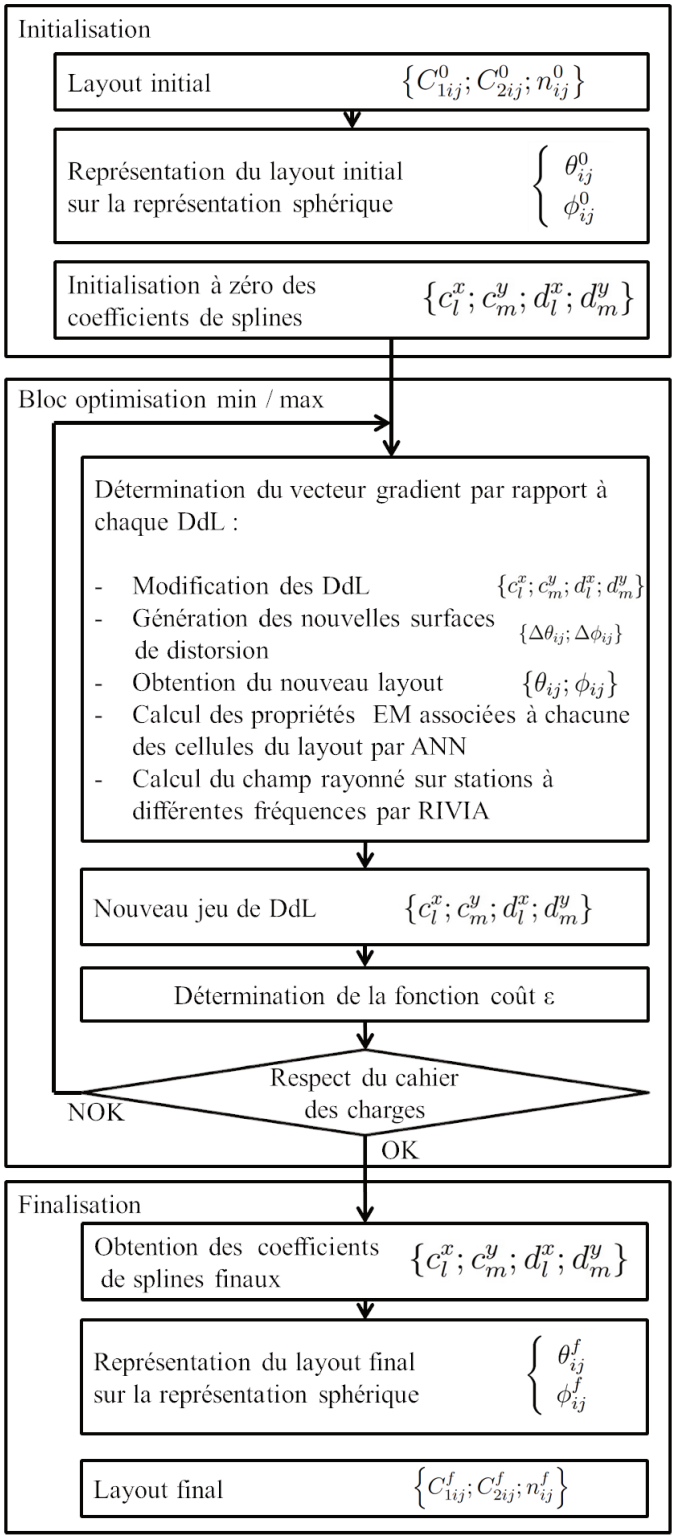


FIGURE 4.4 – Algorithme de synthèse avancée pour la conception de RA.

splines des variations de positions), le vecteur gradient peut être déterminé à chaque itération d'optimisation. Il est décrit comme suit :

$$G = \left[\frac{\partial \epsilon}{\partial c_1^x} \cdots \frac{\partial \epsilon}{\partial c_{N_S x}^x} \frac{\partial \epsilon}{\partial c_1^y} \cdots \frac{\partial \epsilon}{\partial c_{N_S y}^y} \frac{\partial \epsilon}{\partial d_1^x} \cdots \frac{\partial \epsilon}{\partial d_{N_S x}^x} \frac{\partial \epsilon}{\partial d_1^y} \cdots \frac{\partial \epsilon}{\partial d_{N_S y}^y} \right] \quad (4.14)$$

où les fonctions coûts ϵ à optimiser sont les gains obtenus sur stations que l'on compare à l'objectif (cahier des charges de la mission), et où les DdL $\boldsymbol{x}$ sont les coefficients de splines.

Le bloc de finalisation permet d'obtenir le layout final optimisé à partir des nouvelles positions des cellules sur la représentation sphérique de sorte que les performances sur les stations soient améliorées.

Une remarque annexe concerne la caractérisation par ANN illustrée dans le chapitre 3. On observe que les modèles ne sont valables que pour des incidences d'excitation des cellules suivant ϕ_{inc} comprise entre -180° et -135°. Or, l'excitation classique d'un panneau réflecteur comprend des angles d'excitation suivant ϕ_{inc} parcourant -180° à -180°. Grâce à la double symétrie axiale des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2, il est possible de calculer les propriétés EM des cellules quel que soit l'angle ϕ_{inc}. On fournit en annexe B le processus de calcul pour toutes ces valeurs.

4.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, une nouvelle méthode de synthèse avancée de RA est présentée. En tirant profit des outils conçus dans les chapitres précédents, cette méthode originale permet d'optimiser directement les géométries de cellules Phoenix d'ordre 2 d'un layout de RA. Un optimiseur de type min / max est utilisé dont les variables d'optimisation correspondant aux géométries de cellules C_1, C_2 et n sont réduites à leurs positions en θ et ϕ sur la représentation sphérique. Cela présente un triple avantage. Cela permet de réduire d'une dimension le nombre de degrés de liberté, d'effacer les contraintes d'optimisation et d'assurer le maintien de la régularité des cellules du layout. Un moyen de réduction drastique du nombre de DdL par coefficients de splines est développé pour rendre possible le processus d'optimisation en termes de temps de calcul.

Parce que le processus d'optimisation n'est présenté que de façon théorique dans ce chapitre, le chapitre suivant le met en œuvre sur un cas concret.

Chapitre 5

Application à un cas concret

Sommaire

5.1 Introduction 112

5.2 Méthode de conception de la condition initiale . 114

5.2.1 Analyse des lois de phase et dispersion requises . . 114

5.2.2 Conception de la condition initiale à partir de différents cycles 115

5.2.3 Validation des résultats : comparaison MIX/ANN 119

5.2.4 Utilisation d'un offset de phase : comparaison des layouts 122

5.2.5 Analyse des performances initiales : les pires cas . 123

5.2.6 Performances et diagramme de rayonnement de la condition initiale 123

5.3 Amélioration de la synthèse 127

5.3.1 Paramétrisation de l'outil de synthèse 127

5.3.2 Convergence de l'outil 128

5.3.3 Observation des distorsions 128

5.3.4 Analyse des performances finales 129

5.4 Validation par une méthode rigoureuse 132

5.5 Méthode de conception de la condition initiale sur un cas parabolique 134

5.6 Conclusion 137

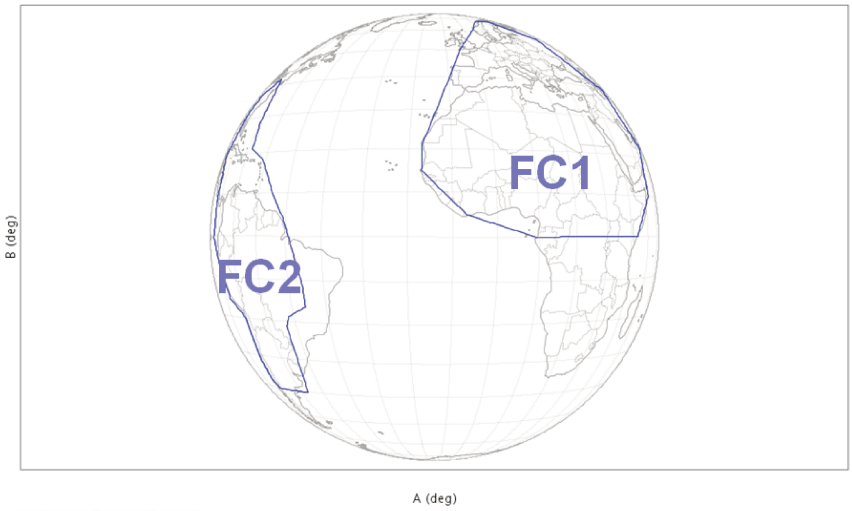


FIGURE 5.1 – Zone de couverture de la mission. FC1 : co-polar directivité. FC2 : co-polar isolation.

5.1 Introduction

Ce chapitre illustre sur un cas concret l'utilisation de l'algorithme de synthèse de RA détaillé dans le chapitre précédent. On propose de réaliser un RA pour une mission de télécommunication en bande C-TX (uniquement en transmission) limitée sur la bande de fréquence de 3,6GHz à 4,2GHz en polarisation circulaire. Cette mission est en fait une mission bien connue dans le domaine spatial et elle est toujours réalisée à partir de réflecteurs formés. Cette partie montre comment les RA proposent une alternative possible en comparant les performances des deux technologies.

Les zones de couverture associées à la mission sont décrites dans la figure 5.1 où les niveaux de gain requis sur la co-polarisation et sur la XPD sont définis dans le tableau 5.1. On rappelle que la XPD correspond à la réjection définie comme la différence des gains obtenus en co-polarisation et en cross-polarisation. Un des objectifs de la mission est de fournir un service de télécommunication sur les zones de l'Europe, le Nord-Afrique et le Moyen-Orient (cela correspond à la zone FC1). Le second objectif est d'isoler la zone sur l'Amérique (correspondant à la zone FC2).

Ce travail concerne uniquement sur la synthèse du panneau RA. Aussi, la structure de l'antenne est fixée. L'antenne est donc constituée de 5893 cellules Phoenix, dont on doit définir les géométries. Les dimensions de l'antenne sont de $24\lambda_0$ suivant l'axe x (71 cellules) et $28\lambda_0$ suivant l'axe y (83 cellules) à la fréquence centrale $f = 3{,}9$GHz. Le pas du réseau est de $\lambda_0/3$

Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
FC1	24,2	X	28,0
FC2	X	10,0	X

TABLE 5.1 – Cahier des charges de la mission à réaliser

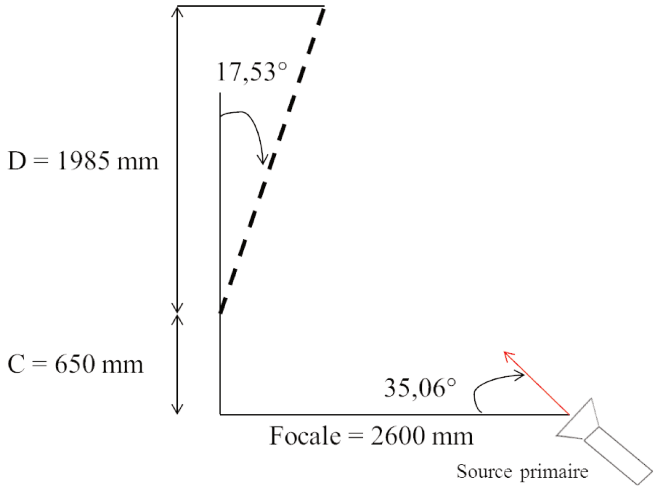


FIGURE 5.2 – Positions de l'antenne et de la source.

suivant x et y. Les positions du panneau et de la source sont aussi fixées et reprises du système avec réflecteur formé. La figure 5.2 présente les dimensions de l'antenne qui nous sont fournies. Le réseau est vu par la source primaire dans un secteur angulaire de 19,9° et l'apodisation sur les bords est de -17dB. Nous utiliserons pour la synthèse du RA les fichiers de données de rayonnement de la source fournis par TAS.

Dans un objectif de démonstration du fonctionnement de l'algorithme de synthèse et parce que les cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 sont symétriques (ne permettant pas de travailler sur la réduction de la cross-polarisation), on propose d'utiliser l'algorithme pour améliorer les performances globales du RA uniquement sur la co-polarisation et ceci sur l'ensemble de la bande.

Ce chapitre est organisé en quatre sections. La première consiste à concevoir et analyser la condition initiale. La seconde met en oeuvre l'algorithme de synthèse détaillé dans le chapitre 4. La troisième partie permet de valider le processus de synthèse par une simulation rigoureuse établie avec Thales Systèmes Aéroportés (TSA). La quatrième aborde le principe de conception d'un RA parabolique.

5.2 Méthode de conception de la condition initiale

L'une des étapes cruciales de l'algorithme de synthèse est la conception de la condition initiale (CI). En effet, l'algorithme de synthèse avancée ne peut être efficace que si la condition initiale est proche de l'optimum. On se propose dans cette section d'analyser les performances obtenues en travaillant avec différents cycles issus de la représentation sphérique et avec différents offsets de phase.

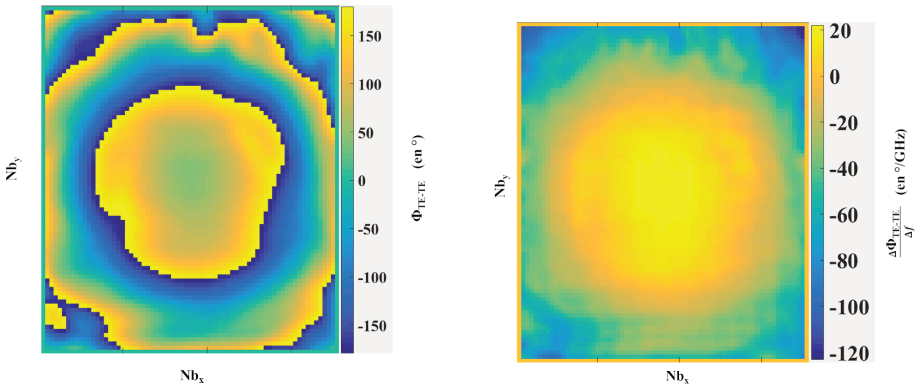
5.2.1 Analyse des lois de phase et dispersion requises

La figure 5.3.a présente la loi de phase requise en fréquence centrale à 3,9GHz. Celle-ci est obtenue par retour sur l'ouverture à partir du diagramme de rayonnement généré par le réflecteur formé équivalent. La figure 5.3.b présente la dispersion idéale. Aussi, si chacune des cellules sélectionnées présente les caractéristiques requises au niveau du couple ($\Phi_{\text{TE-TE}}$;$\Delta\Phi_{\text{TE-TE}}/\Delta f$), la mission sera parfaitement réalisée sur l'ensemble de la bande.

On observe que la phase idéale requise couvre plus de deux fois l'intervalle [-180° ; 180°] et que les variations sont continues.

S'agissant de la dispersion, plusieurs remarques sont notables. On observe que la dispersion est régulière sur l'ensemble du layout. Elle est comprise entre 22°/GHz et -123°/GHz. Or, les propriétés intrinsèques des cellules Phoenix montrent que la réponse en phase est toujours décroissante avec la fréquence. Aussi, il sera impossible de trouver une cellule dont la dispersion sera positive. Par ailleurs, la dispersion augmente en valeur absolue au fur et à mesure que l'on approche des bords du panneau.

A l'observation de cette nappe de dispersion, on peut enfin déduire la position physique du RA par rapport au réflecteur parabolique équivalent. Lorsque les deux surfaces (RA et réflecteur équivalent) se chevauchent, la dispersion requise est nulle. On note que les cellules du centre du panneau sont les plus influentes sur la directivité globale du système (ceci est lié à l'apodisation de l'antenne), d'où le souhait de réaliser parfaitement les phases requises au centre (avec des dispersions faibles). La définition de la condition initiale telle que présentée dans le chapitre précédent n'intègre pas les contraintes de dispersion. Dans cette étude, on s'attardera donc à modifier les cellules du layout pour améliorer les performances globales dans la bande.



(a) Phase idéale requise à 3,9GHz

(b) Dispersion de phase idéale requise entre 3,6GHz et 4,2GHz

FIGURE 5.3 – Phase et dispersion de phase idéales requises pour réaliser la mission spécifique.

5.2.2 Conception de la condition initiale à partir de différents cycles

Le principe de conception de la condition initiale est simple. Il consiste à sélectionner les cellules Phoenix, issues de la représentation sphérique présentée dans le chapitre 2, qui répondent aux critères de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ à la fréquence centrale.

Pour ce faire, on identifie 4 cycles différents sur la représentation sphérique permettant d'accéder à la plus grande gamme de phase disponible. La figure 5.4 présente les cycles de géométries identifiés sur la colonne de gauche et les réponses en phase associées sur la colonne de droite.

Le cycle n°1 consiste à sélectionner les cellules situées au niveau de l'équateur en $\theta = 90°$. La loi de phase montre que l'ensemble de la gamme n'est pas tout à fait accessible. Dans le cas capacitif, la phase décroît de -60° à -180° et de 180° à 0° dans le cas inductif. Un saut de phase est donc effectué à la frontière des types de cellules en $\phi = 360°$. Il correspond à une gamme de phase inaccessibles (entre 0° et -60°).

Le cycle n°2 consiste à sélectionner des cellules issues d'un autre parallèle de la représentation sphérique situé cette fois en $\theta = 150°$. Dans ce cas, la gamme de phases est presque complète puisque le saut en $\phi = 360°$ est de 5°. Ce cycle semble a priori le plus efficace pour sélectionner les cellules permettant de réaliser le déphasage requis. Cependant, nous sommes conscients que ce cycle présente certaines cellules très sensibles en termes de phase et de géométries (fentes annulaires fines). Nous avons vu dans le

chapitre 2 que cela se traduit par de très fortes dispersions fréquentielles.

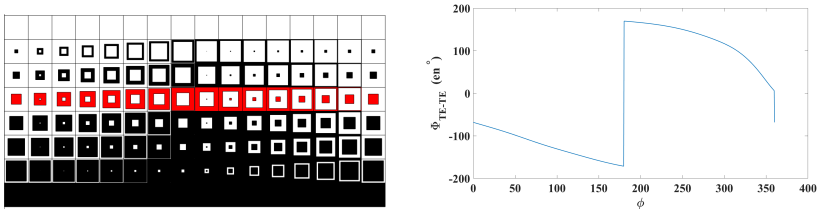
Le cycle n°3 est un cycle formant un «V» sur le planisphère. Le cycle traverse les parties capacitive et inductive en diagonale sur la représentation. Les cellules passent de l'état de cellule sans métallisation à entièrement métallisée pour revenir à la cellule initiale. Ce cycle rappelle le cycle Phoenix d'ordre 1 mais exploite un degré de liberté en plus puisque la plupart des cellules sont d'ordre 2. La réponse en phase de ce cycle présente, comme dans le premier cas, un saut de phase de 80° pour lequel aucune cellule n'est capable de générer le déphasage requis.

Le cycle n°4 est un cycle formant un «V atténué» sur la sphère. En $\phi = 360°$ le cycle commence par la cellule positionnée en $\theta = 90$ (dont le côté du patch correspond à la moitié de la largeur de la cellule l). Dans ce cas, le saut de phase est de 87° en $\phi = 360°$. Bien que le saut de phase soit élevé, l'intérêt de ce cycle réside dans l'utilisation de cellules dont les couples ($\Phi_{\text{TE-TE}}$;$\Delta\Phi_{\text{TE-TE}}/\Delta f$) diffèrent des autres.

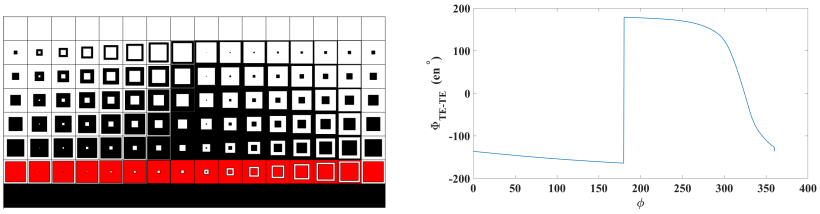
Le principe de conception des layout initiaux s'opère de la manière suivante. On propose de sélectionner les cellules de manière bijective sur chacun des cycles proposés. Il existe une unique géométrie répondant au critère de phase requis en fréquence centrale.

La figure 5.5 présente les quatre layouts initiaux. La métallisation de la surface est affichée en noir et les parties blanches correspondent aux ouvertures. Bien que ces layouts soient totalement différents, ils réalisent théoriquement tous la même mission spécifique. On note que les variations de cellules sont régulières, ce qui est de bonne augure par rapport aux contraintes de régularité définies dans le chapitre 1. On précise que lorsque la phase requise est comprise dans les sauts de phase à la transition des types de cellules, on sélectionne la cellule d'ordre 1 la plus proche. A titre d'exemple, dans le cas du layout généré à l'aide du cycle n°1, si la phase requise est comprise entre -60° et 0°, on sélectionne la cellule inductive d'ordre 1 positionnée en $\phi = 360°$. C'est pourquoi, il existe une redondance de certaines cellules.

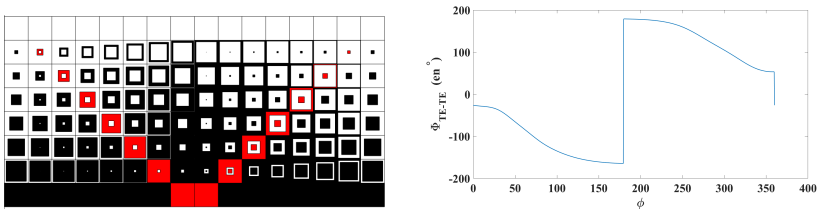
La comparaison de ces différentes versions du layout initial se fait sur la base de l'analyse des performances obtenues en champ lointain. En général, dans le milieu spatial, on compare les résultats de simulations et de mesures par rapport aux spécifications données. Une manière d'analyser les performances en simulation est l'étude des pires cas. Cela correspond simplement à déterminer la pire performance observée sur l'ensemble des stations. Le tableau 5.2 présente les résultats numériques de chacun des layouts par rapport aux spécifications requises pour la mission 5.1.



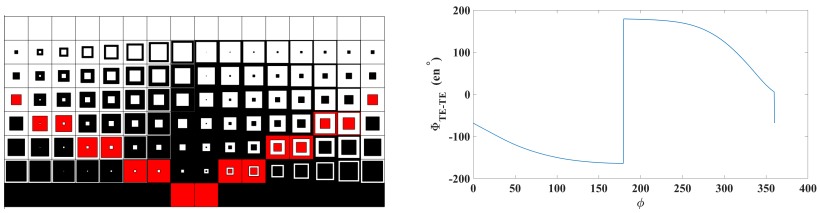
(a) Cycle 1



(b) Cycle 2

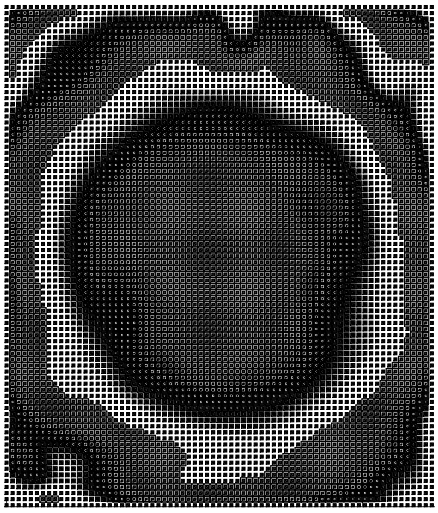


(c) Cycle 3

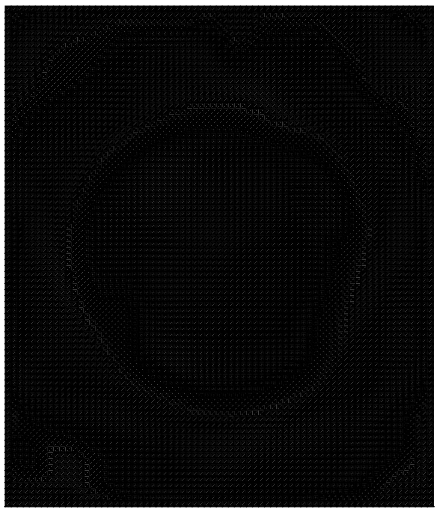


(d) Cycle 4

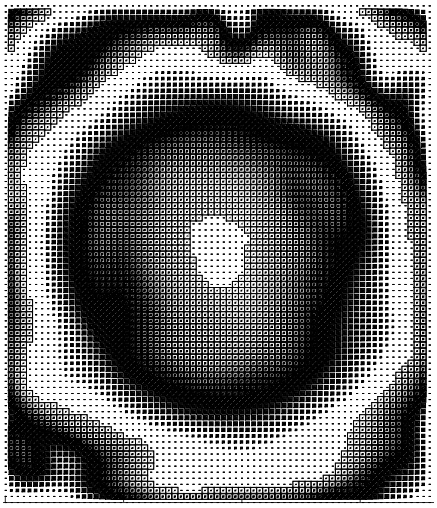
FIGURE 5.4 – Proposition de cycles de géométries issus de la représentation sphérique pour la conception de la condition initiale.



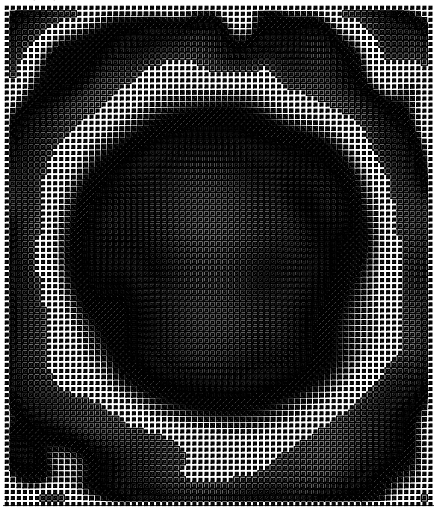
(a) layout associé au cycle n°1



(b) layout associé au cycle n°2



(c) layout associé au cycle n°3



(d) layout associé au cycle n°4

FIGURE 5.5 – Visualisation des layouts générés à partir des quatre cycles.

Ces données présentent exhaustivement les résultats obtenus sur les deux zones FC1 et FC2 en termes de co-polarisation et de XPD. Nous nous intéressons uniquement aux résultats de gain sur la co-polarisation. Dans l'objectif de maximiser les performances en bande, on observe les résultats sur trois fréquences de fonctionnement.

On observe que les performances en termes de pires cas sont différentes. Le layout généré par le cycle n°2 montre toutes les limites de l'utilisation de cellules dispersives. En effet, les performances aux fréquences inférieure et supérieure sont très dégradées. S'agissant du cycle n°3, les performances sont assez insatisfaisantes sur l'ensemble de la bande, particulièrement à la fréquence centrale 3,9GHz (lorsque l'on sait que ce design est pré-dimensionné à cette fréquence). Les spécifications sur la couverture FC2 sont respectées uniquement pour les cycles n°1 et n°4. On s'aperçoit que les résultats issus des cycles n°1 et n°4 sont équivalents.

On fournit, à titre informatif, les résultats de pires cas de XPD minimal sur l'ensemble de la couverture FC1. Cette réjection fait aussi partie des spécifications et on s'aperçoit qu'elle n'est respectée par aucun des cycles. On rappelle que l'algorithme de synthèse avancée dans cette étude porte uniquement sur la co-polarisation. La gestion de la cross-polarisation (intrinsèquement de la XPD) pourrait faire l'objet d'étude post-synthèse.

On constate qu'il est difficile d'avoir une approche «physique», voire analytique, pour prévoir le comportement général de l'antenne en termes de pires cas pour les différents layout. Finalement, le meilleur compromis dans la bande est le layout construit à partir du cycle n°1. Ce cycle est retenu pour la suite de l'étude.

5.2.3 Validation des résultats : comparaison MIX/ANN

Le chapitre 3 a montré que les ANN modélisent précisément le comportement EM des cellules Phoenix. On propose tout de même une étape de validation complémentaire du layout inital retenu (issu du cycle n°1) non seulement sur la modélisation par ANN de la phase mais aussi et surtout sur le diagramme de rayonnement généré. On compare d'abord les réponses de toutes les cellules du layout obtenues par ANN avec celles produites par une méthode rigoureuse de simulation interne TAS, appelée MIX. On rappelle que c'est le logiciel MIX qui a généré la base de données sur laquelle les ANN ont effectué l'apprentissage.

Les doutes portent majoritairement sur la modélisation par ANN de cellules hors des zones d'interpolation. Nous savons pertinemment que cer-

Cycle	Fréquences GHz	Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
n° 1	3,6	FC1	23,87	X	21,65
		FC2	X	9,52	X
	3,9	FC1	24,37	X	22,48
		FC2	X	6,7	X
	4,2	FC1	20,57	X	21,95
		FC2	X	7,84	X
n° 2	3,6	FC1	20,34	X	19,6
		FC2	X	13,04	X
	3,9	FC1	24,37	X	23,57
		FC2	X	5,17	X
	4,2	FC1	20,35	X	21,41
		FC2	X	9,69	X
n° 3	3,6	FC1	21,89	X	21,63
		FC2	X	11,82	X
	3,9	FC1	23,28	X	22,1
		FC2	X	7,45	X
	4,2	FC1	20,8	X	22,04
		FC2	X	8,1	X
n° 4	3,6	FC1	23,04	X	21,92
		FC2	X	9,44	X
	3,9	FC1	24,37	X	22,93
		FC2	X	6,55	X
	4,2	FC1	20,5	X	22,53
		FC2	X	7,79	X

TABLE 5.2 – Résultats numériques des pires cas obtenus sur les stations sur trois fréquences pour les quatre cycles

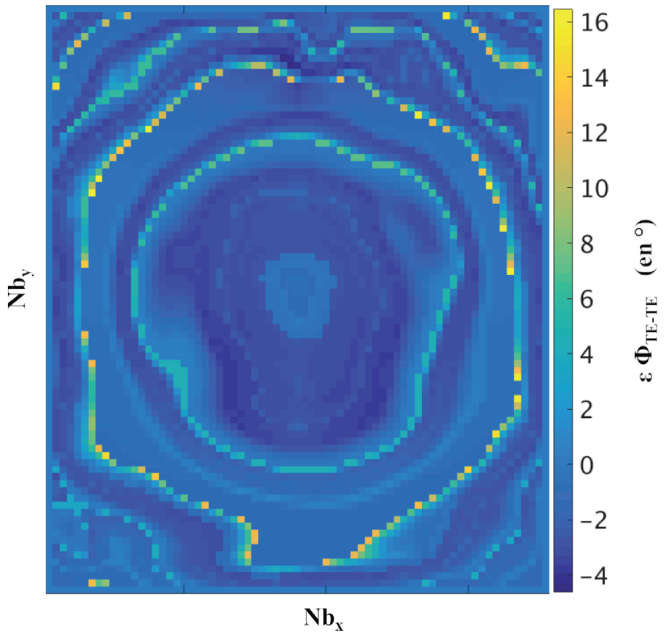


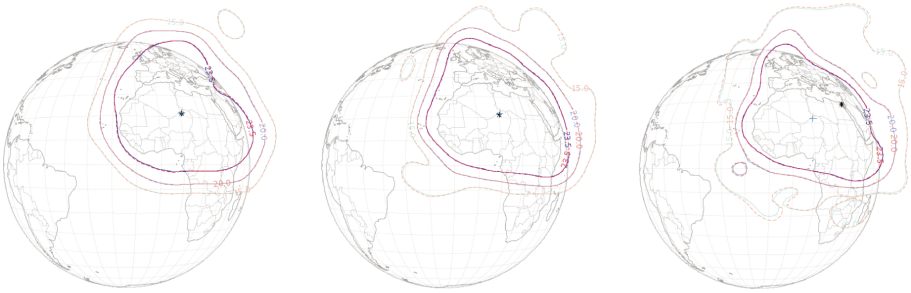
FIGURE 5.6 – Analyse de l'erreur de phase entre MIX et ANN sur le premier layout.

taines cellules ont été sélectionnées dans la zone d'extrapolation. L'objectif est donc de vérifier l'impact de ces erreurs.

La figure 5.6 présente la différence de phase entre les simulations MIX et ANN sur l'ensemble des cellules du RA. On observe que ce sont bien les cellules sélectionnées dans les zones d'extrapolation qui génèrent les plus fortes erreurs. Les erreurs sont toutefois limitées puisque le maximum d'erreur est de 16,5°. On se propose donc de quantifier l'effet de ces erreurs sur le diagramme de rayonnement.

La figure 5.7 présente les diagrammes de rayonnement en champ lointain obtenus par RIVIA (détaillé dans le chapitre 4) pour les trois fréquences de fonctionnement. Les courbes rouge et bleue correspondent respectivement aux simulations réalisées avec une modélisation par ANN et par MIX. Les iso-niveaux sont parfaitement superposés à toutes les fréquences. En conclusion, cela confirme que les quelques erreurs de phase, dues à l'extrapolation, signalées précédemment sont sans conséquence sur les diagrammes de rayonnement finaux.

Cette validation complémentaire a permis de valider le processus de conception du layout initial. Les résultats obtenus avec MIX et nos résultats



(a) 3.6GHz (b) 3.9GHz (c) 4.2GHz

FIGURE 5.7 – Superposition des diagrammes de rayonnement obtenus avec MIX et ANN sur le premier layout.

par ANN sont cohérents. Une remarque sur l'utilisation de la routine MIX : elle a dû être lancée à chaque fréquence pour chaque géométrie de cellule. Le nombre de simulations s'élève à 17679. Bien que chaque simulation soit simple et rapide, ce nombre conséquent est lourd en termes de temps de calcul (plusieurs jours). La durée de simulation serait encore plus longue avec HFSS. A titre de comparaison, on obtient ces résultats en moins d'une seconde avec les ANN.

5.2.4 Utilisation d'un offset de phase : comparaison des layouts

Si le cycle n°1 permet d'obtenir des performances acceptables pour envisager un processus de synthèse avancée, on peut utiliser un second degré de liberté pour la définition de la condition initiale : l'offset de phase. Cette partie présente comment l'application d'un offset peut fortement impacter les performances en bande du layout initial.

Dans un RA, c'est le différentiel de phase entre cellules qui est important. La phase absolue peut être fixée arbitrairement (d'où le degré de liberté supplémentaire). En d'autres termes, cela revient à ajouter un retard ou une avance de phase sur la loi idéale sans pour autant impacter le diagramme de rayonnement. L'objectif de ce processus est de sélectionner un jeu de cellules différent sur l'ensemble du layout. Chaque nouvel offset correspond à un nouveau layout. Un des intérêts est de modifier les zones du layout pour lesquelles la plage de phases est inaccessible. Le «trou de phase» se déplace ainsi à la surface du layout, ce qui permet d'ajuster les performances.

La modification du layout s'observe sur les performances obtenues sur l'ensemble de la bande de fréquence. En effet, puisque la sélection se fait de manière bijective mono-fréquence, on est dépendant de la dispersion fréquentielle générée dans la bande. Or, la modification physique des cellules

permet d'obtenir un degré de liberté en plus sur la dispersion.

La Figure 5.8 présente quatre exemples de layout conçus à partir du cycle n°1 pour différents offsets sur la loi de phase idéale de la figure 5.3.a. On observe que les layouts créés changent de façon notable.

5.2.5 Analyse des performances initiales : les pires cas

On propose une étude paramétrique sur l'utilisation d'offsets sur toute la plage de -180° à 180° pour déterminer la meilleure condition initiale. La figure 5.9 synthétise les résultats. L'objectif est d'analyser les différences de performances obtenues sur la couverture sur la bande de fréquence. Le pire cas est représenté par le niveau de gain minimal observé sur l'ensemble des stations de la zone FC1 en fonction de l'offset de phase.

Les courbes ne montrent pas de tendances nettes. On ne peut pas, en effet, déduire directement une loi permettant de définir l'offset idéal. La meilleure CI est donc choisie en sélectionnant l'offset dont le minimum de gain observé sur les trois fréquences est le plus grand. Clairement, l'offset de -20° sur la phase initiale est le meilleur. Le pire niveau sur la bande est de 22,7dB à la fréquence 4,2GHz.

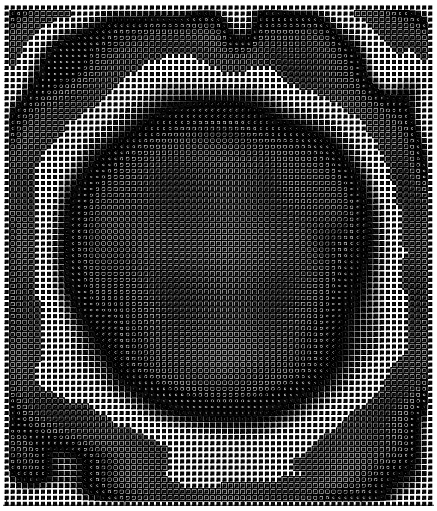
Finalement, on sélectionne le layout généré à partir du cycle n°1 avec un offset de phase de -20°. Le layout associé est présenté en figure 5.8.a. La figure 5.10 présente la coordonnée des cellules en ϕ dans la représentation sphérique. C'est une autre façon de représenter le layout à partir de la représentation sphérique. On note que la coordonnée en θ est uniforme et égale à 90° car toutes les cellules sont situées sur le cycle n°1 (équateur de la sphère).

5.2.6 Performances et diagramme de rayonnement de la condition initiale

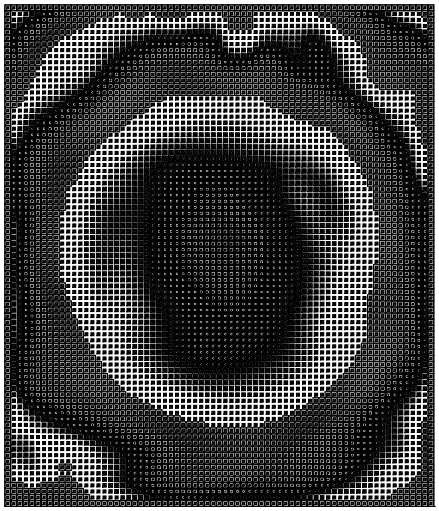
Cette partie précise les diagrammes de rayonnement en figure 5.11 et les résultats numériques complets du layout retenu dans le tableau 5.3. En résumé, le cahier des charges de la mission n'est pas respecté par le layout initial du RA, mais ce layout permet d'initialiser le processus de synthèse avancée.

En conclusion de cette première partie, on rappelle les différentes étapes établies pour la conception du layout initial pour ce cas concret.

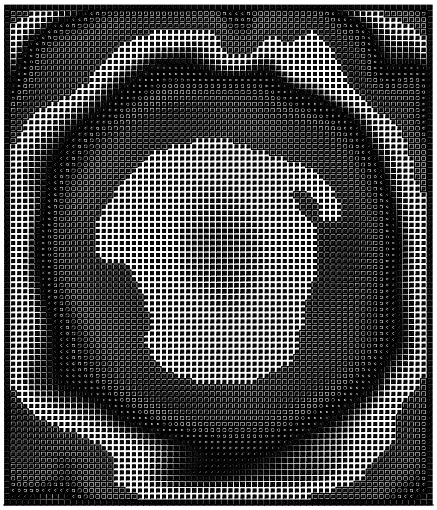
Quatre cycles issus de la représentation sphérique ont été proposés. Une sélection bijective à la fréquence centrale entre les phases requises et les cellules de chaque cycle a permis de créer quatre RA. Le layout retenu



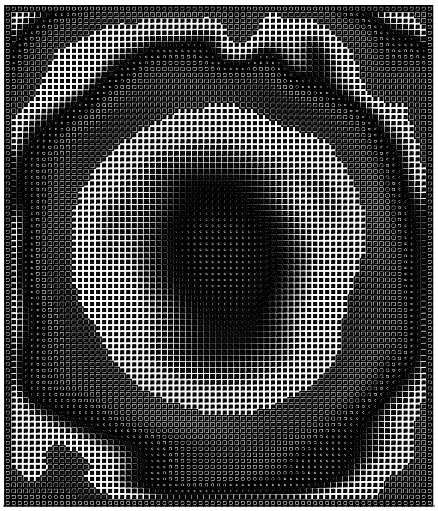
(a) offset -20°



(b) offset -90°



(c) offset -140°



(d) offset 140°

FIGURE 5.8 – Analyse des layout avec application d'offsets de phase.

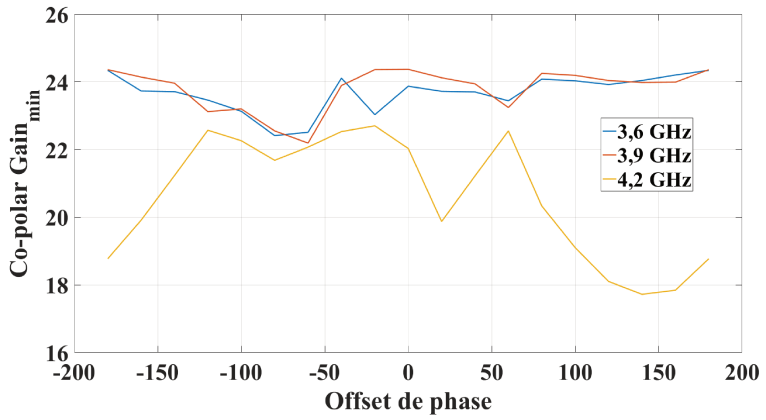


FIGURE 5.9 – Application d'offsets sur la phase idéale requise, analyse des pires cas sur stations à différentes fréquences.

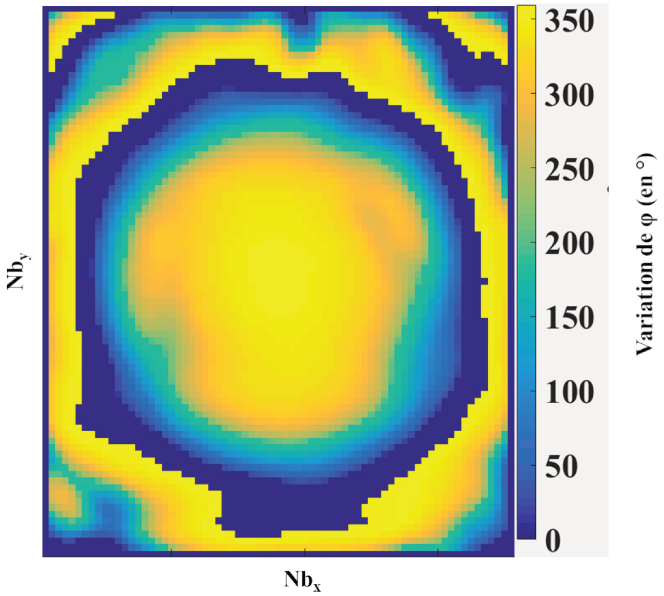
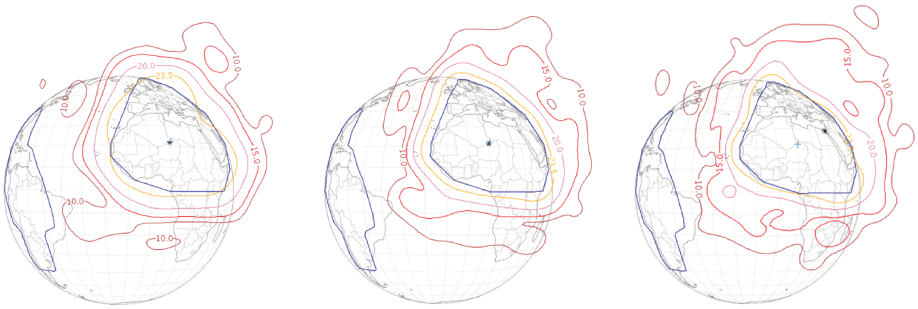


FIGURE 5.10 – Positions initiales des cellules suivant ϕ sur la représentation sphérique.

Fréquences GHz	Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
3,6	FC1	23,03	X	21,65
	FC2	X	9,52	X
3,9	FC1	24,36	X	22,48
	FC2	X	6,7	X
4,2	FC1	22,7	X	21,95
	FC2	X	7,84	X

TABLE 5.3 – Résultats numériques des pires cas obtenus pour le layout retenu comme CI.



(a) 3.6GHz (b) 3.9GHz (c) 4.2GHz

FIGURE 5.11 – Co-polarisation du diagramme de rayonnement simulé à différentes fréquences.

est celui issu du cycle n°1 au vu des performances en termes de pires cas. Une étape de validation complémentaire a montré que les cellules issues des zones d'extrapolation des ANN sont sans conséquence sur le diagramme de rayonnement. L'étude paramétrique sur les offsets de phase a permis de sélectionner le layout généré par un offset de -20°.

C'est à partir de cette condition initiale que l'algorithme de synthèse avancée est maintenant mis en œuvre.

5.3 Amélioration de la synthèse

5.3.1 Paramétrisation de l'outil de synthèse

La paramétrisation de l'outil de synthèse développé dans le chapitre précédent est une étape importante pour le comportement de l'outil et pour l'amélioration des performances globales du RA. Cette partie présente les choix des paramètres retenus.

Comme détaillé dans le chapitre précédent, le nombre de degrés de liberté régit le temps de calcul de l'algorithme. Aussi, plus le nombre de coefficients de splines sera élevé, plus le temps de calcul augmentera. Dans l'objectif d'obtenir le meilleur compromis entre précision et limitation du temps de calcul, on propose de décrire chacune des surfaces de distorsion suivant $\Delta\theta$ et $\Delta\phi$ par 400 coefficients de splines, soit $N_{S^x} = N_{S^y} = 20$. Le nombre de degrés de liberté est alors de $N_{\mathrm{DdL}} = 800$.

Une autre forme de réduction du temps de calcul est de limiter le nombre de stations N_{sta} pour le calcul de la fonction coût et du diagramme de rayonnement. L'étude initiale contient plus de 6000 stations. On se limite dans notre cas à un maillage de la couverture FC1 avec $N_{\mathrm{sta}} = 300$ stations.

On propose une sphère de recherche de DX = 360° de sorte que les nappes de distorsion puissent parcourir l'ensemble de la représentation sphérique. Le pas de recherche retenu Δx est de 0,1 (sans unité).

Ces données de paramétrisation sont utilisées pour illustrer le processus d'optimisation qui va suivre. On note ici que ces choix font suite à un grand nombre de tests. Il a été en effet difficile de déterminer précisément le jeu de paramètres d'optimisation dans ce travail. La méthode adoptée pour fixer ces paramètres est simplement de faire une étude paramétrique sur chacun d'entre eux en fixant les autres.

On peut d'ailleurs aisément penser que ces critères pourraient encore

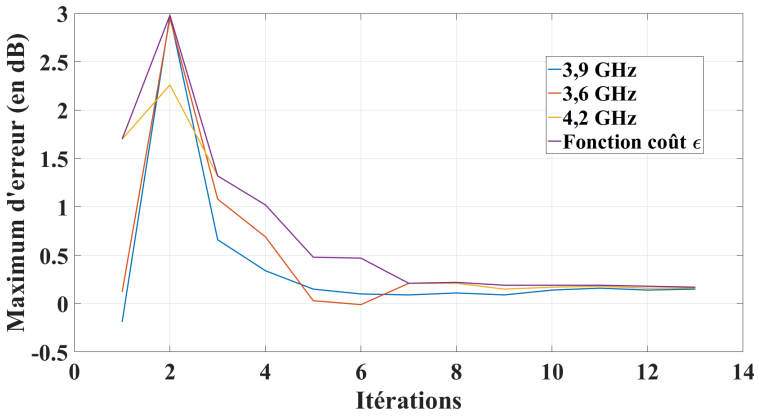


FIGURE 5.12 – Convergence de l'outil d'optimisation. Observation des maximas d'erreur sur les N_{sta} stations à 3 fréquences. Observation de la fonction coût ϵ en mauve.

être modifiés dans de futurs projets pour améliorer les critères de convergence d'optimisation.

5.3.2 Convergence de l'outil

La figure 5.12 présente la convergence de l'outil. On rappelle que la synthèse avancée ne porte que sur l'optimisation de la co-polarisation. Aussi, le maximum d'erreur correspond aux pires cas obtenus en co-polarisation sur les stations de la zone FC1 entre le champ rayonné et les spécifications du tableau 5.1. Il est présenté sur les trois fréquences de fonctionnement. La courbe mauve indique le maximum d'erreur obtenu sur les stations et sur les fréquences. Cette courbe correspond au résultat de la fonction coût définie en équation 4.7 à chaque itération. On s'aperçoit que l'outil fonctionne correctement puisqu'à la treizième itération le cahier des charges est presque atteint sur l'ensemble de la bande (0,16dB d'erreur maximale en fréquence centrale). On note en plus qu'au fur et à mesure du processus de synthèse, le maximum d'erreur change avec la fréquence. Cela s'explique par le fait que l'optimisation tente de réduire le maximum d'erreur d'une itération à l'autre pour obtenir une homogénéité de l'erreur moyenne sur les stations et les fréquences.

5.3.3 Observation des distorsions

On peut observer les résultats de modification des positions des cellules sur la représentation sphérique. On observe en figure 5.13.a et 5.13.b les nouvelles coordonnées suivant θ et ϕ associant les cellules du layout à leur positions sur la représentation. Les positions des cellules ont été légèrement

modifiées. Que cela soit suivant θ ou ϕ, les distorsions finales obtenues sont de l'ordre de quelques degrés (plus ou moins 5°). Cela prouve que la CI est une étape fondamentale dans le processus de synthèse proposé ici. En effet, l'outil d'optimisation ajuste simplement les géométries de cellules pour améliorer les performances globales (en aucun cas, l'outil pourra chambouler la structure générale du layout).

Le nouveau layout est présenté en figure 5.13.c. Deux remarques sont à faire. La première est que le layout final est sensiblement équivalent à celui généré lors de la CI. Les cellules ont en effet évolué vers des cellules très proches de celles générées initialement. La seconde est que le layout final maintient des variations géométriques douces entre cellules sur l'ensemble du layout. Cette observation reste en accord avec l'utilisation de surfaces de distorsion continues à partir de coefficients de splines (défini dans le chapitre précédent). Aussi, l'hypothèse de quasi-périodicité semble réaliste.

5.3.4 Analyse des performances finales

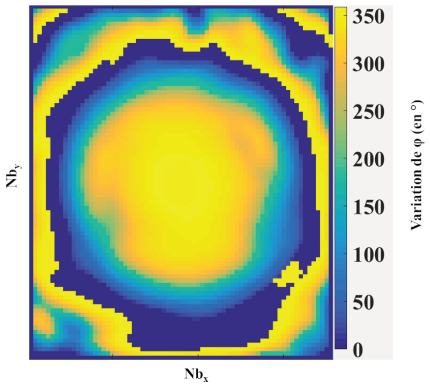
De la même manière que pour la CI, on peut analyser les performances finales de l'antenne RA en termes de diagrammes de rayonnement multifréquences et de pires cas sur la couverture réalisée.

La figure 5.14 présente les iso-niveaux aux trois fréquences de fonctionnement. Comparativement aux diagrammes de la figure 5.11, on observe clairement l'amélioration des performances générée par l'outil d'optimisation par rapport au cahier des charges requis, notamment au niveau des fréquences latérales.

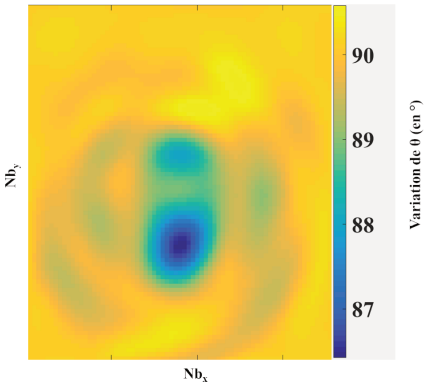
Le tableau 5.4 confirme ces améliorations en bande puisque les gains minimum obtenus sur la co-polarisation aux fréquences 3,6GHz et 3,9GHz atteignent le cahier des charges. Il y a cependant une erreur résiduelle de 0,05dB sur la fréquence 4,2GHz, ce qui reste tout à fait acceptable au regard des synthèses précédentes [15] [119] [120].

Nous sommes par ailleurs conscients de la légère différence de performances entre l'observation des iso-niveaux et des pires cas. Cela s'explique par le fait que les pires cas ont été calculés sur les N_{sta} stations maillant la surface (pas de superposition avec le polygone correspondant au cahier des charges). L'objectif de cette étude est atteint, l'algorithme de synthèse avancée permet d'améliorer les performances en bande d'un layout de RA. La partie suivante permet de valider l'ensemble de cette étude.

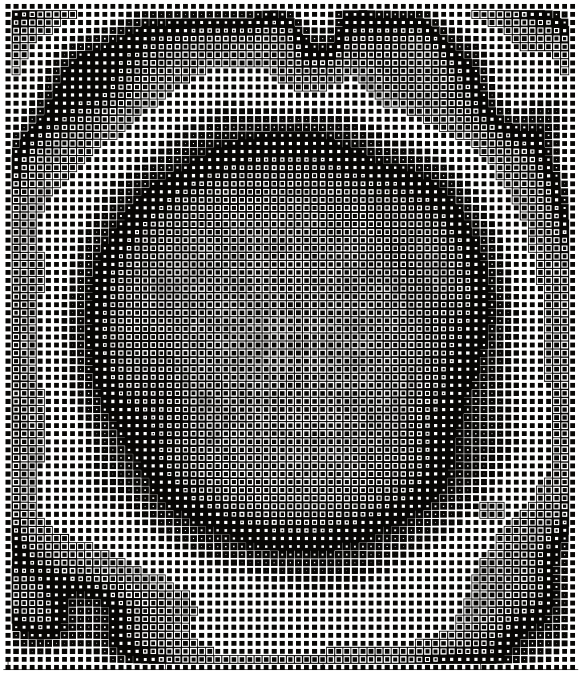
Enfin, par rapport aux estimations effectuées dans le chapitre précédents, le temps de calcul nécessaire pour cette simulation est d'une dizaine d'heures.



(a) Positions finales des cellules suivant ϕ

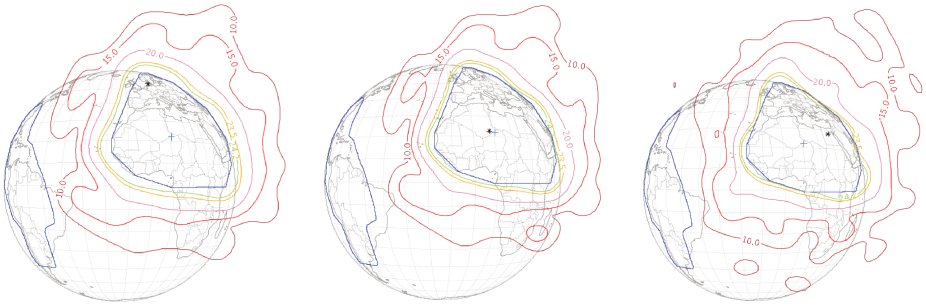


(b) Positions finales des cellules suivant θ



(c) Layout final

FIGURE 5.13 – Variations des positions des cellules sur la représentation sphérique (a) et (b). Nouveau layout après optimisation (c)



(a) 3.6GHz (b) 3.9GHz (c) 4.2GHz

FIGURE 5.14 – Diagrammes de rayonnement simulés après optimisation en co-polarisation (en dB) à différentes fréquences.

Fréquences GHz	Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
3,6	FC1	24,57	X	22,53
	FC2	X	9,52	X
3,9	FC1	24,28	X	22,1
	FC2	X	6,7	X
4,2	FC1	24,15	X	20,25
	FC2	X	7,84	X

TABLE 5.4 – Résultats numériques des pires cas obtenus pour le layout final.

5.4 Validation par une méthode rigoureuse

Si les objectifs d'amélioration de synthèse sont atteints à partir d'algorithmes en faisant l'hypothèse de quasi-périodicité des cellules, il semble nécessaire de valider ces résultats : soit par une méthode rigoureuse, soit par un prototype.

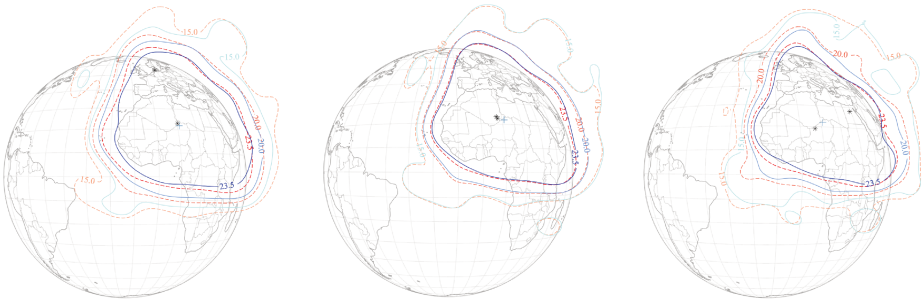
Le développement d'un prototype complet étant très coûteux, on s'oriente vers l'utilisation de méthodes rigoureuses. L'utilisation de logiciel commerciaux semble très difficile étant donné les dimensions de l'antenne. Une simulation par HFSS, CST ou FEKO n'est donc pas envisageable. Les équipes de Thales Systèmes Aéroportés (TSA) basées à Elancourt ont travaillé sur le développement d'outils de simulation rigoureuse [121] basés sur des méthodes de décomposition de domaines. Aussi, toutes les synthèses de RA précédentes établies chez TAS ont été simulées par l'outil de TSA appelé Antenna Design.

Les synthèses établies précédemment [122] [119] [120] présentent de très fortes disparités entre les résultats issus de la synthèse TAS et ceux générés par Antenna Design. On propose dans cette partie de réaliser la simulation rigoureuse par Antenna Design de notre layout de RA. La figure 5.15 présente la superposition des iso-niveaux entre nos résultats de synthèse en rouge (avec l'hypothèse de quasi-périodicité pour la caractérisation des cellules) et ceux issus d'Antenna Design en bleu.

On observe que les résultats sont en bon accord pour les deux simulations. Les iso-niveaux en fréquence centrale sont parfaitement superposés sur l'ensemble du diagramme de rayonnement. On constate, en revanche, un léger décalage en fréquences latérales. Malheureusement, il semble difficile de l'expliquer précisément. On peut penser que l'utilisation de cellules issues des zones d'extrapolation des ANN modifie le comportement en termes de dispersion fréquentielle et donc en bande.

Le tableau 5.5 présente les performances finales sur les pires cas par l'outil TSA Antenna Design. La dégradation des performances sur les fréquences latérales est confirmée. D'un point de vue plus général, les performances obtenues sont très satisfaisantes étant donné le challenge proposé dans cette mission.

Même si cette étude porte sur l'optimisation du rayonnement en copolarisation à différentes fréquences, on peut cependant commenter les résultats sur la XPD. Dans le cadre de cette mission, on cherche à maximiser la XPD (soit en augmentant la co-, soit en diminuant la cross-polarisation). On observe que les résultats issus de la simulation rigoureuse sont bien meilleurs



(a) 3.6GHz (b) 3.9GHz (c) 4.2GHz

FIGURE 5.15 – Superposition des diagrammes par RA synthétisé et méthode rigoureuse à l'aide de l'outil de TSA Antenna Design.

Fréquences GHz	Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
3,6	FC1	23,46	X	26,02
	FC2	X	9,52	X
3,9	FC1	24,29	X	29,3
	FC2	X	6,22	X
4,2	FC1	23,12	X	28,22
	FC2	X	7,65	X

TABLE 5.5 – Résultats numériques des pires cas obtenus pour le layout final par Antenna Design.

que dans le cas de notre synthèse. On explique cette bonne nouvelle par le fait que l'outil RIVIA utilisé pour obtenir le champ rayonné dans notre synthèse présente des erreurs sur l'obtention des données de cross-polarisation. Cela implique fondamentalement des erreurs sur les résultats en termes de XPD.

En conclusion de cette validation par méthode rigoureuse et à notre connaissance, ces résultats sont inédits en matière de synthèse de RA. Cela montre clairement que l'utilisation de variations douces des géométries des cellules du layout est un point clé pour être en accord avec l'hypothèse de quasi-périodicité. Grâce à elle, la théorie des réseaux conventionnels peut être utilisée dans le processus d'optimisation de la synthèse.

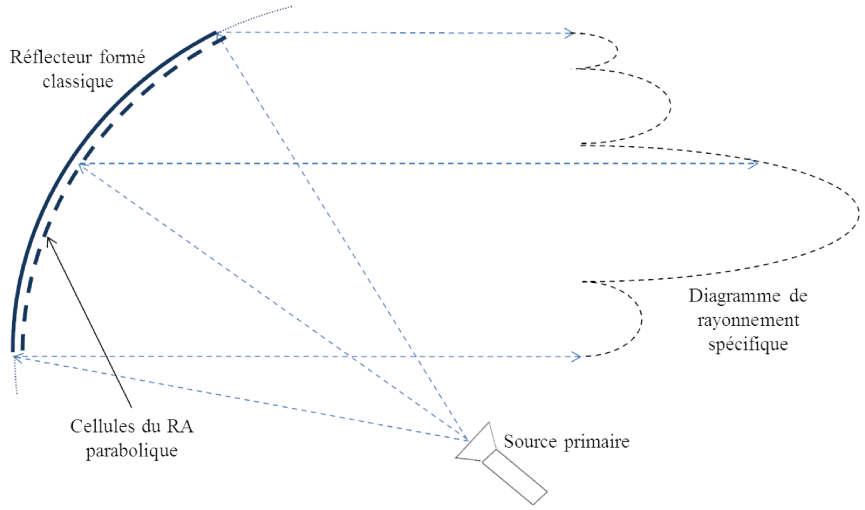


FIGURE 5.16 – Principe du RA parabolique.

5.5 Méthode de conception de la condition initiale sur un cas parabolique

A titre d'essai et de perspective, on propose dans cette partie d'utiliser l'algorithme de conception initiale appliqué à un RA de forme parabolique. Comparé au cas plan en figure 1.4, on détaille le principe de RA parabolique en figure 5.16. Cette tentative est motivée par le fait que l'utilisation d'un RA parabolique présente plusieurs avantages par rapport au cas plan.

Le premier concerne la position des cellules du RA. L'antenne RA n'est plus plane mais devient parabolique, exactement comme les antennes réflecteurs classiques. Le principe est de positionner les cellules du RA directement à la surface de la parabole pour réaliser la même mission spécifique. Dans ce cas, le déphasage nécessaire pour combler la distance entre le cas plan et la parabole est supprimé. Ceci présente d'abord l'avantage majeur que les dispersions fréquentielles requises sont plus faciles à atteindre par les cellules de RA.

Le second, et non le moindre, concerne les angles d'incidences d'excitation. On fournit en annexe B les variations des angles ϕ_{inc} et θ_{inc} associé au cas parabolique. On observe clairement que cette structure antennaire présente des angles d'incidences d'excitation bien plus faibles que dans le cas plan. C'est un avantage non négligeable pour les performances EM intrinsèques des cellules, particulièrement en termes de pertes.

Le troisième avantage concerne l'aspect logiciel. La synthèse avancée

Fréquences GHz	Zone	Co-polar $Gain_{min}$ [dB]	Co-polar $Gain_{max}$ [dB]	XPD_{min} [dB]
3,6	FC1	24,58	X	30,64
	FC2	X	9,52	X
3,9	FC1	24,52	X	28,94
	FC2	X	6,22	X
4,2	FC1	23,69	X	28,45
	FC2	X	7,65	X

TABLE 5.6 – Résultats numériques des pires cas obtenus pour le layout initial parabolique.

proposée dans cette thèse peut tout à fait s'appliquer à n'importe quelle surface de RA, dans ce cas parabolique. La différence réside dans le calcul du champ lointain sur stations. Or, une option de la fonction interne TASRIVIA permet de modifier directement la structure de la surface dichroïque. C'est pourquoi, une simple modification de la paramétrisation de cette fonction permet d'utiliser l'algorithme de synthèse pour tout type de RA.

S'agissant de la conception initiale, la figure 5.17 présente le layout parabolique en deux dimensions obtenu à partir du cycle n°1 sans offset de phase pour la réalisation de la mission présentée dans les parties précédentes. On rappelle que ce layout n'est plus plan mais bien parabolique. On note que la structure de RA intuitive pour le cas parabolique serait plutôt un cercle de cellules. On garde cependant le même nombre de cellules en x et en y pour pouvoir comparer avec les performances précédentes. Les cellules présentent de nouveau des variations douces, ce qui est de bonne augure pour la suite de la synthèse.

En termes de résultats, le tableau 5.6 présente les performances associées au RA parabolique. On s'aperçoit que les performances sont excellentes tant sur la co-polarisation que sur la XPD. Ainsi, le fait de courber l'antenne sous forme parabolique permet d'augmenter significativement les performances par rapport au cas plan.

En conclusion, s'il est impossible de fabriquer un RA parabolique par les procédés actuels, les performances RF sont en revanche très intéressantes et pourraient, à terme, être supérieures à celles présentées par les réflecteurs formés.

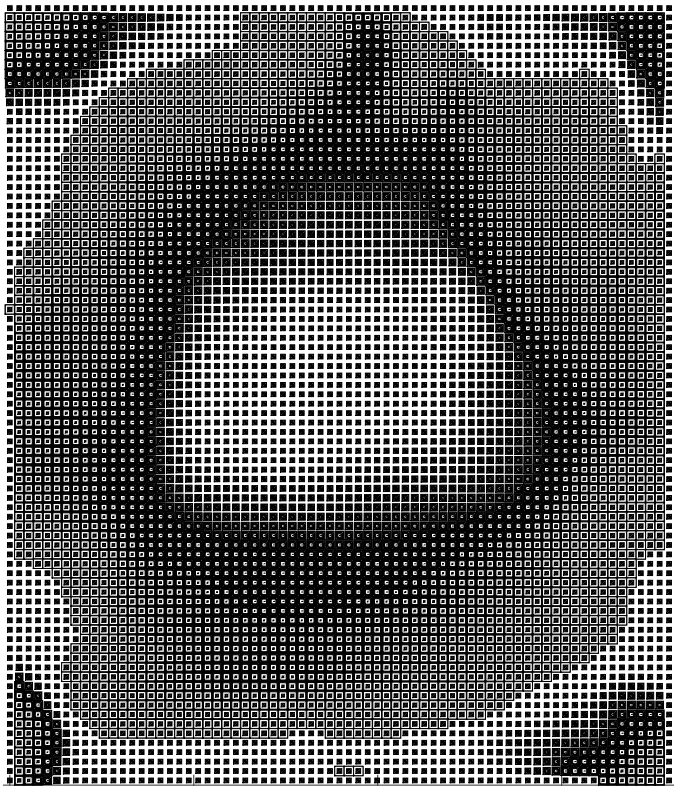


FIGURE 5.17 – Layout associé à la synthèse initiale du RA parabolique.

5.6 Conclusion

La mission en bande C-TX limitée, dont la couverture à réaliser se trouve sur l'Europe, l'Afrique du nord et le Moyen-Orient, est difficile à réaliser avec un RA plan. C'est pourquoi ce chapitre a mis en application le processus de synthèse sur ce cas concret.

Le processus de conception de la condition initiale est une étape importante pour la synthèse de RA. Nous avons d'abord travaillé sur différents cycles Phoenix issus de la représentation sphérique permettant d'accéder à l'ensemble des phases requises. Une étude sur les offsets de la phase idéale a permis ensuite de définir le layout initial. Finalement, le cycle n°1 avec un offset de -20° sur la phase idéale est retenu comme condition initiale de l'outil d'optimisation. L'algorithme de synthèse basé sur l'optimiseur min/max avec une réduction du nombre de degrés de liberté sous forme de coefficients de splines fonctionne correctement. Les performances en termes de co-polarisation sont améliorées sur la bande d'étude puisque le cahier des charges est presque respecté post-optimisation. Un processus de simulation par une méthode rigoureuse a permis de valider les résultats. La dernière partie a permis de montrer les perspectives envisagées avec la conception d'un RA parabolique.

Conclusion générale

Conclusion

Une méthode originale et innovante de synthèse de réseaux réflecteurs pour applications spatiales a été développée au cours de cette thèse. Cette synthèse avancée permet d'améliorer les performances globales des RA qui pourraient, à terme, remplacer les antennes de type réflecteurs formés, massivement utilisés aujourd'hui. Ces travaux ont permis de tirer profit du grand nombre de degrés de liberté que propose la cellule Phoenix pour la conception et l'optimisation de RA.

La philosophie et le cheminement des différentes étapes de conception sont retracés au travers des différents chapitres. La première étape fait l'état de l'art sur le fonctionnement global des RA bénéficiant de la combinaison des technologies des réflecteurs classiques et celle des réseaux. Dans ce cas, l'utilisation de RA permet de réduire les coûts de fabrication et ils ouvrent un fort panel de possibilités pour améliorer les performances globales des systèmes antennaires. La conception de RA passe par la caractérisation de cellules à l'aide de bases de données ou de modèles comportementaux. Le point clé est régi par la synthèse, c'est-à-dire la sélection judicieuse des cellules constituant le RA. A ce titre, les méthodes de synthèse des RA sont listées en analysant les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles.

Une des contraintes majeures de la synthèse est de maintenir des variations géométriques continues régulières sur l'ensemble du panneau RA pour d'être en accord avec l'hypothèse de quasi-périodicité des cellules. Pour ce faire, un outil de représentation sphérique des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 a été développé. Il permet d'agencer judicieusement les cellules sur une surface continue, fermée et périodique. Cela permet de répertorier toutes les cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 en garantissant l'unicité de chacune d'entre elles et de préserver les variations des géométries régulières.

L'objectif de l'étape suivante a été d'accéder rapidement et précisément aux propriétés EM de n'importe quelle cellule Phoenix en fonction de sa géométrie, son angle d'incidence d'excitation et de sa fréquence de fonc-

tionnement. Notre choix s'est porté sur l'utilisation de réseaux de neurones artificiels. A partir d'une base de données existante des cellules Phoenix d'ordre 1 et 2, les ANN sont capables de modéliser le comportement EM en termes de phase et d'amplitude des coefficients directs et croisés de n'importe quel jeu d'entrée. Le temps d'exécution est très réduit puisque la caractérisation de 50000 cellules s'opère en 0,5 secondes.

Dans le chapitre 4, la combinaison de l'outil de représentation et des modèles comportementaux a permis d'envisager un processus original de synthèse de RA pour améliorer les performances RF. Cela a permis d'optimiser directement les géométries de cellules Phoenix. L'algorithme utilisé est basé sur la méthode classique du min / max pour améliorer successivement les performances obtenues sur les stations sol. Au vu des temps de calcul inexploitables pour la synthèse, l'utilisation de coefficients de splines a permis de réduire drastiquement le nombre de degrés de liberté.

Le chapitre 5 illustre ces différentes étapes sur un cas concret. La mission choisie est une mission de télécommunication classique dont la couverture à réaliser correspond à l'Europe, l'Afrique du Nord et le Moyen-Orient en bande C-TX limitée (3,6GHz-4,2GHz). L'étape de conception initiale est importante. Elle est effectuée à partir d'une sélection bijective des cellules sur des cycles issus de la représentation sphérique. Cela permet dans ce cas de réaliser la loi de phase requise mono-fréquence. Le processus d'optimisation montre que les performances sont améliorées sur la co-polarisation et respectent le cahier des charges proposé à quelques centièmes près (en dB sur stations).

Perspectives

Cette thèse nous a éclairés sur un certain nombre de points fondamentaux concernant la synthèse de RA. Les outils développés, qu'il s'agisse de la représentation sphérique, des modèles ANN ou de l'algorithme d'optimisation, ont permis d'apporter un éclairage nouveau sur l'héritage existant. L'application de variations régulières entre les cellules du layout permet de respecter au mieux la condition de quasi-périodicité des cellules utilisées dans la phase de modélisation de ces cellules. L'une des problématiques majeures dans le design de RA reste le fonctionnement large bande, et nous avons vu que l'utilisation de cellules très dispersives était néfaste pour augmenter les performances associées aux fréquences latérales.

Cependant, on s'aperçoit que ces travaux ne sont que la partie émergée de l'iceberg, et de nombreuses études peuvent être encore menées à plus ou moins long terme. On propose de lister quelques pistes de poursuite des

travaux.

A très court terme, les outils développés n'ont pas été entièrement exploités. Afin d'être exhaustif dans l'utilisation de la représentation sphérique, dans le processus de conception de la condition initiale ou dans l'algorithme d'optimisation, on pourrait encore mener diverses campagnes de tests et d'études paramétriques. En effet, nous nous sommes cantonnés à l'utilisation du cycle n°1 sur la représentation. Une suite logique de ce travail serait de vérifier que celui-ci est bien le plus approprié pour la synthèse de RA. On pourrait encore utiliser les offsets de phase sur d'autres cycles et analyser les performances sur les diagrammes de rayonnement sur la bande de fréquence. L'aspect «paramétrisation de l'outil d'optimisation» a été effectué de manière empirique et pourrait faire l'objet de diverses études pour améliorer les performances. Enfin, si nous avons choisi la méthode du min / max parce qu'elle est largement utilisée aujourd'hui pour les réflecteurs formés, une comparaison avec d'autres processus d'optimisation pourrait être envisagée (algorithme génétique ou par essaim).

Un point critique qui fait l'objet de nombreuses études dans la littérature concerne la gestion de la cross-polarisation. A des fins de preuves de concept, nous nous sommes focalisés sur la maximisation des performances en co-polarisation. Nous sommes conscients que les objectifs de cross-polarisation sont importants. Une des pistes d'amélioration serait ainsi d'augmenter les degrés de liberté des cellules, en utilisant par exemple des cellules non symétriques, comme des patchs et ouvertures trapézoïdaux, ou en augmentant l'ordre des cellules (ordre 3 voire 4). Pour bénéficier des travaux effectués, une expansion de la représentation sous forme d'hypersphère serait une solution envisageable.

A plus long terme, et dans un cadre de production industrielle, nous sommes aussi conscients de l'avancée des procédés de fabrication. Aussi, nous avons abordé le principe du RA parabolique non constructible à l'heure actuelle, or, à l'avenir, il sera sans doute possible de construire ce type de structure pour améliorer encore les performances RF. Cela ouvre des perspectives sur le design de RA de très grandes dimensions pour des missions de télécommunication mais aussi d'observation de l'espace.

Annexes

Annexe A

Algorithme d'apprentissage Levemberg-Marquardt

L'algorithme de Levenberg-Marquardt fournit une solution numérique au problème de minimisation d'une fonction (généralement non linéaire) dans un espace de paramètres fixés. C'est une alternative populaire et précise à la méthode de Gauss-Newton [108] pour trouver le minimum d'une fonction.

La procédure d'apprentissage essaie simplement de trouver l'ensemble des connexions synaptiques (poids lw_{ij} et biais b_k de la figure 3.3) adaptées pour le modèle comportemental. La fonction à optimiser peut s'écrire :

$$f(x, w) = y \tag{A.1}$$

où x et y sont les vecteurs d'entrée et de sortie connus, présentés au réseau et où la matrice w rassemble les poids synaptiques du réseau.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt est une méthode très simple mais robuste pour l'approximation d'une fonction. Elle combine les méthodes quasi-newtonniennes [123] et les méthodes de descente de gradient classiques [124]. Elle consiste à résoudre l'équation :

$$(J^t.J + \lambda.I).\delta = J^t E \tag{A.2}$$

où I est la matrice identité dont la dimension est définie par celle du système, J la matrice jacobienne du système, λ le facteur d'amortissement de Levenberg, δ le vecteur de mise à jour que nous voulons trouver (δ permet d'ajuster les poids synaptiques) et E le vecteur d'erreur contenant les erreurs de sortie pour chaque vecteur d'entrée utilisé pour l'apprentissage du réseau.

Le δ précise comment changer les poids de réseau pour améliorer la solution. La matrice $J^t.J$ est aussi connue comme le Hessien H approximatif (car il est calculé directement à partir des résultats de la matrice

Jacobienne).

Le facteur d'amortissement λ est ajusté à chaque itération et évolue à l'itération suivante dans les conditions suivantes :

- Si la fonction coût E diminue, la modification des paramètres est effectuée et le système diminue λ,
- Si la fonction coût E augmente, on cherche à se rapprocher de la méthode du gradient et λ augmente.

Le Jacobien est défini comme la matrice de toutes les dérivées partielles du premier ordre d'une fonction vectorielle F. Dans le cas des ANN, il s'agit d'une matrice N par W, où N correspond au nombre d'échantillons de la base d'apprentissage et où W correspond au nombre total de paramètres de notre réseau :

$$J = \begin{pmatrix} \frac{\partial F(x_1,w)}{\partial w_1} & \cdots & \frac{\partial F(x_1,w)}{\partial w_W}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F(x_N,w)}{\partial w_1}) & \cdots & \frac{\partial F(x_N,w)}{\partial w_W}) \end{pmatrix} \tag{A.3}$$

L'essentiel de la résolution de l'équation A.2 peut être précisé comme suit. La principale contribution de Levenberg à la méthode a été l'introduction du facteur d'amortissement λ. Typiquement, λ (défini entre 0 et 1) commence par une petite valeur telle que 0,1. Ensuite, l'équation de Levenberg-Marquardt A.2 est résolue. Les poids w_{ij} sont alors mis à jour en utilisant le vecteur paramètre δ. Les erreurs entre chaque échantillon entrées / sorties connu d'apprentissage sont ensuite recalculées. Si la nouvelle somme des erreurs au carré a diminué (RMS), δ est diminué et l'itération se termine. Si ce n'est pas le cas, les nouveaux poids sont rejetés et la méthode est répétée avec une valeur plus élevée pour δ.

En résumé, un algorithme d'apprentissage de Levenberg-Marquardt consiste à résoudre A.2 avec des valeurs δ différentes jusqu'à ce que la somme des erreurs au carré diminue et converge vers une solution optimale. Ainsi, chaque itération d'apprentissage comprendra les étapes de base suivantes :

- Étape 1 : Calculer le jacobien par rapport à toutes les variables w_{ij} A.3,
- Étape 2 : Calculer la valeur de la fonction coût E au regard des échantillons d'entrées / sorties connus issus de la base d'apprentissage ,
- Étape 3 : Calculer le Hessien approximé,
- Étape 4 : Résoudre l'équation A.2 pour déterminer δ,
- Étape 5 : Modifier les poids synaptiques optimisés et estimer la nouvelle erreur,

– Étape 6 : Diminuer λ si l'erreur diminue, retourner à l'étape 4 dans le cas contraire.

Annexe B

Gestion des angles d'incidence d'excitation

Cette annexe présente comment déduire la matrice de réflexion lorsque la cellule d'étude est excitée par une onde incidente quel que soit l'angle d'incidence d'excitation ϕ_{inc} à partir de la base de données existante. Elle s'inspire du manuel d'utilisation du logiciel interne de la fonction RIVIA (interne TAS), appliqué à la cellule Phoenix. On propose deux étapes :

- démontrer pourquoi la simulation rigoureuse de la cellule Phoenix n'a été établie que sur la plage $\phi_{inc} \in$ [-135° ; -180°] pour la conception de la base de données TAS,
- déterminer les modifications à apporter à la matrice de réflexion lorsque ϕ_{inc} est à l'extérieur des bornes.

Pour ce faire, on distingue deux caractéristiques géométriques : les plans de symétrie et les plans de périodicité.

Formalisme

Le formalisme des repères est fondamental dans la définition et l'expression d'un champ EM. On rappelle le formalisme que l'on se définit dans la figure B.1. Il est utilisé y compris dans la conception de la base de données TAS. Pour des questions de commodités, on utilisera dans ce document les termes de repère (TE,TM), où les axes du repère supportent les composantes respectivement en mode TE et en mode TM.

La figure B.1 représente une vue du dessus des repères associés à la définition des champs pour différentes incidences suivant ϕ_{inc}. Le motif à caractériser est ainsi inscrit dans le plan (TE,TM). On construit les repères de sorte que :

- la composante verticale soit toujours orientée vers le haut,
- la composante TM soit orientée vers le centre du cadran,

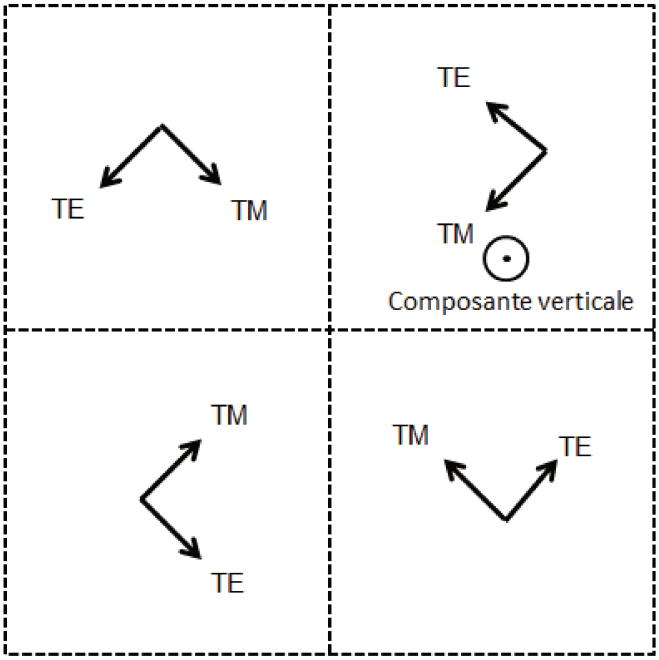


FIGURE B.1 – Formalisme adopté pour les composante TE et TM.

– la relation $\vec{e_{TE}} = \vec{e_{TM}} \wedge \vec{n}$ soit respectée avec $\vec{n}$ vecteur de la composante normale.

Les angles de périodicité

Le motif définit dans la figure B.2 présente un exemple typique où il n'existe aucun plan de symétrie (axiale) mais où on peut définir un angle dit de périodicité. Par rapport au formalisme adopté précédemment, on s'aperçoit que le repère définissant les composantes TE et TM « voit » exactement le même motif. Aussi, les matrices de réflexion qui seront associées à chacun des cadrans seront strictement identiques.

Dans ce cas, cela revient à réaliser une simple rotation de 90° du repère ainsi que du motif par rapport au centre des cadrans. La figure B.3 répertorie différents motifs pour différents angles de périodicité.

Les plans de symétrie

La figure B.4 présente le motif simple du dipôle. On s'aperçoit qu'il présente, par rapport aux cas précédents, deux axes de symétries axiales. S'agissant des réponses EM associées à chaque cadran, on peut aisément observer que les cadrans 1 et 4 d'une part et les cadrans 2 et 3 d'autre part

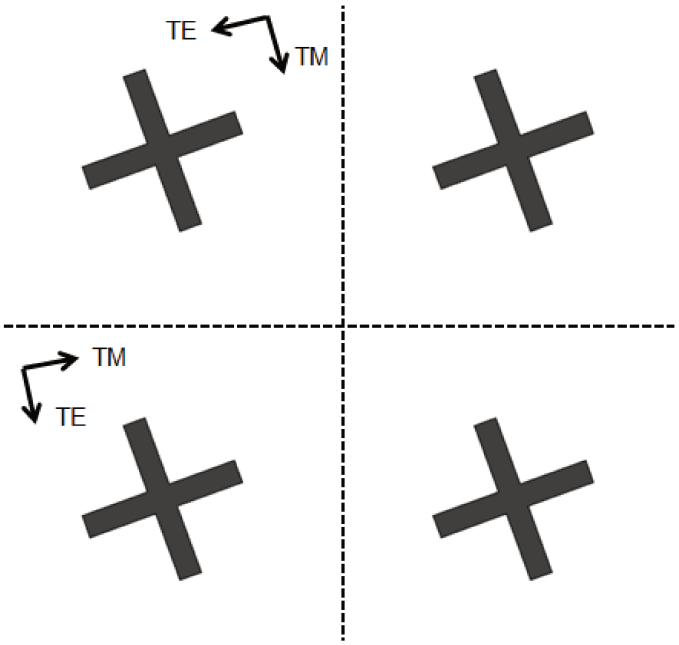
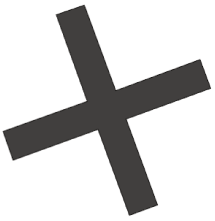


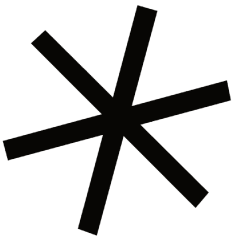
FIGURE B.2 – Cellule sans de plan de symétrie et un angle de périodicité de 90°.

(a) 360°

(b) 180°



(c) 90°



(d) 60° (en utilisant une maille triangulaire)

FIGURE B.3 – Exemples motifs sans axe de symétrie avec des angles de périodicité différents.

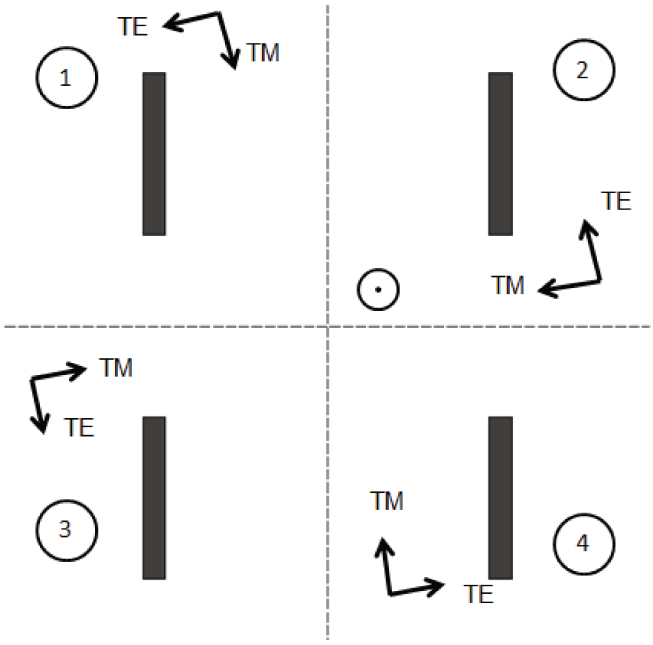


FIGURE B.4 – Exemple de motif à 2 plans de symétrie et un angle de périodicité de 180°.

«voient» le même motif. Une des problématiques est donc de déterminer les modifications à apporter à la matrice de réflexion de sorte qu'il ne faille uniquement calculer la réponse EM du cadran 1 de façon rigoureuse.

Modification de la matrice de réflexion

On s'intéresse de nouveau au formalisme des repères des composantes TE et TM. La figure B.5 propose une mise en regard des cadrans 1 et 3.

Si le même repère (TE,TM) ne permet pas de «voir» les mêmes motifs dans les cadrans 1 et 3, on s'aperçoit que la modification du repère (TE,TM) en (TE',TM) permet d'obtenir une symétrie axiale tant sur les motifs que sur les repères. Ainsi, les repères (TE,TM) du cadran 1 et (TE',TM) du cadran 3 «voient» exactement le même motif géométrique. Donc les propriétés EM, et plus particulièrement la matrice de réflexion, sont identiques pour les motifs des cadrans 1 et 3 dans les repères (TE,TM) pour le 1 et (TE',TM) pour le 3.

S'agissant du passage du repère (TE,TM) au repère (TE',TM) dans le cadran 3, on observe simplement que l'axe TE a été inversé. Ainsi, les modifications sur la matrice de réflexion dans le repère original sont donc de prendre l'opposé de la valeur sur la composante TE :

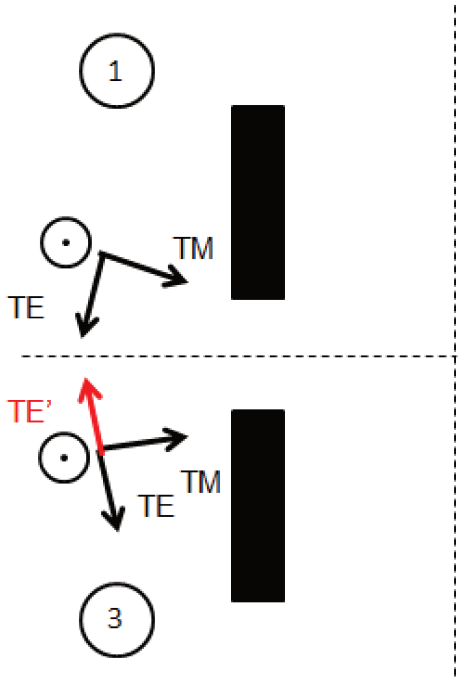


FIGURE B.5 – Exemple de motif à 2 plans de symétrie et un angle de périodicité de 180°.

$$R = \begin{bmatrix} \mathrm{R}_{\text{(-)TE-(-)TE}} & \mathrm{R}_{\text{(-)TE-TM}} \\ \mathrm{R}_{\text{TM-(-)TE}} & \mathrm{R}_{\text{TM-TM}} \end{bmatrix} \tag{B.1}$$

Ce qui équivaut à :

$$R = \begin{bmatrix} \mathrm{R}_{\text{TE-TE}} & -\mathrm{R}_{\text{TE-TM}} \\ -\mathrm{R}_{\text{TM-TE}} & \mathrm{R}_{\text{TM-TM}} \end{bmatrix} \tag{B.2}$$

En résumé, dans le cas où il existe deux plans de symétries et un angle de périodicité de 180°, il est nécessaire de calculer rigoureusement un seul et unique cadran (correspondant à 90° d'incidence suivant ϕ_{inc}) et de déduire les réponses EM des autres incidences à partir de ces premiers résultats.

Autre cas

On peut s'intéresser à un autre motif permettant de réduire de façon plus conséquente la plage de valeurs d'incidences suivant ϕ_{inc} pour le calcul rigoureux de la réponse EM. Le motif, les plans de symétrie ainsi que les repères sont présentés en figure B.6. Le motif de type croix de pharmacien présente 4 plans de symétrie.

L'étude des repères permet d'observer différemment le motif. Clairement les repères des cadrans impairs «voient» le même motif géométrique (un demi-demi brin) alors que dans le cas des cadrans pairs, le motif est décalé sur l'axe de symétrie opposé.

A partir de l'étude de la partie précédente, on en conclut que la matrice de réflexion des cadrans impairs respecte celle de l'équation sans modification tandis que la matrice de réflexion des cadrans pairs respecte celle de l'équation B.2. Ainsi, l'étude sur 45° d'incidence suivant ϕ_{inc} pour l'étude rigoureuse permet de caractériser les propriétés EM de l'ensemble des incidences.

Cas concret de la cellule Phoenix

Suite à ces différentes présentations, on observe que la cellule Phoenix d'ordre 2 possède 4 plans de symétrie. Cela correspond de façon strictement identique à l'approche de la figure B.6. Ainsi, il suffit de modéliser 45° d'incidence suivant ϕ_{inc} pour obtenir l'ensemble des 360° requis dans la plupart des projets.

Finalement, les propriétés EM de toutes les incidences sont obtenues suivant le cadran dans lequel l'incidence est opérée. On obtient ainsi la même matrice de réflexion ou la même matrice avec l'opposé des paramètres croisés.

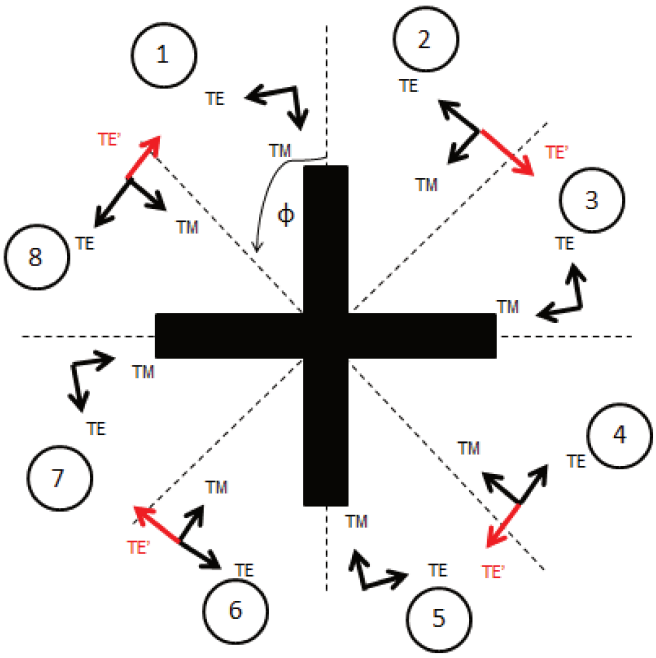


FIGURE B.6 – Exemple de motif géométrique avec 4 plans de symétrie et un angle de périodicité de 90°.

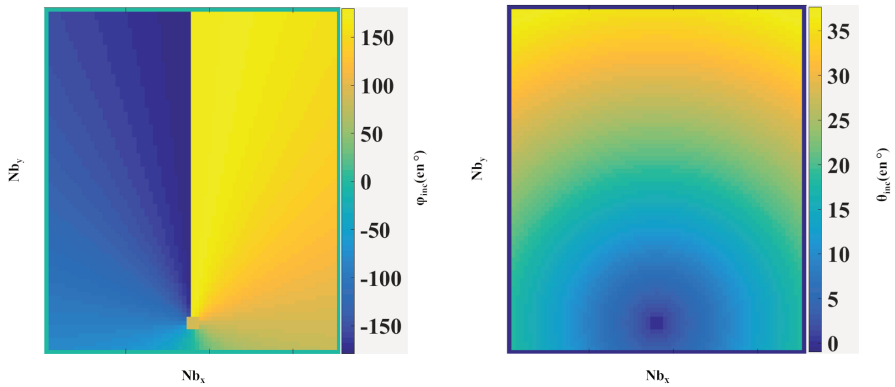
Exemple sur le projet bande C plan

Dans le cadre du projet présenté dans le chapitre 5, on comprend bien que la source éclaire chacune des cellules du panneau avec une incidence particulière. En effet la figure B.7.a montre que l'ensemble des incidences suivant ϕ_{inc} est balayé de -180° à 180° (à titre de remarque, la figure B.7.b montre que plus on s'éloigne de la source plus l'incidence suivant θ_{inc} augmente).

La position de la source est facilement reconnaissable au niveau du point au milieu en bas du panneau (offset de position). On observe en effet que l'ensemble des incidences suivant Phi (de -180° à 180°) sont réalisées, aussi il est nécessaire de savoir dans quel cadran on se place.

On connaît la réponse EM lorsque l'on excite une cellule sur la plage de -180° à -135°. A l'aide des cadrans de la figure B.6, on peut donc déterminer l'opération à réaliser sur la matrice de réflexion. La figure B.8 indique les zones dans lesquelles la matrice reste inchangée (partie jaune) et où l'opération sur les coefficients croisés est faite (partie bleue).

On obtient ainsi la nouvelle variation d'excitation suivant ϕ_{inc} de chacune des cellules en figure B.9. Finalement, malgré l'incidence réelle allant de -180° à 180°, il est possible de ramener le modèle dans les bornes d'incidences connues. Les nouvelles valeurs de ϕinc sont obtenues à l'aide :



(a) Angle d'incidence suivant ϕ_{inc} (b) Angle d'incidence suivant θ_{inc}

FIGURE B.7 – Angles d'incidence d'excitation du projet bande C plan.

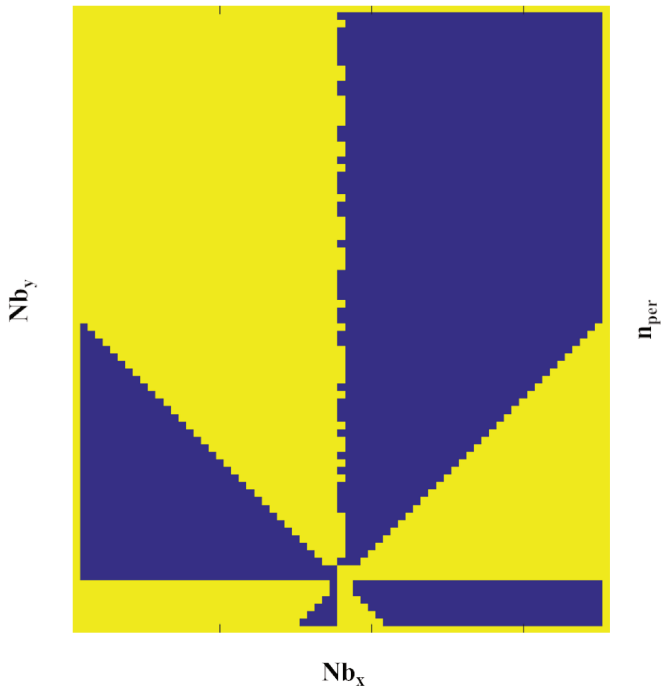


FIGURE B.8 – Zones de modification de la matrice de réflexion.

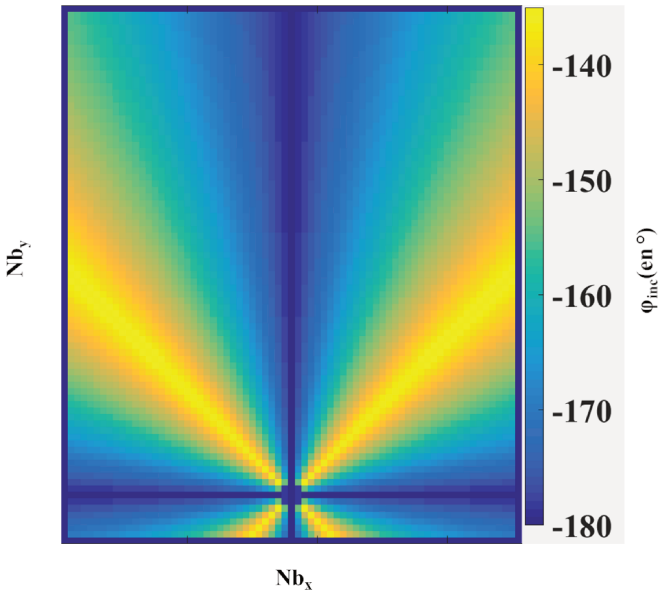
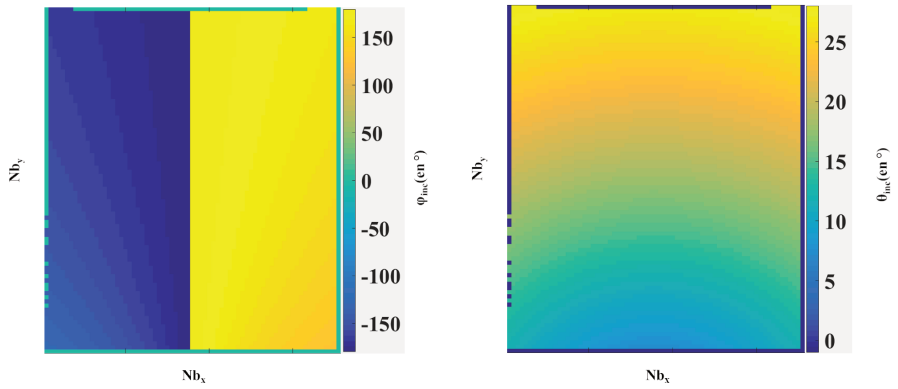


FIGURE B.9 – Nouveaux angles d'excitation équivalents des cellules suivant ϕ_{inc} pour le projet bande C plan.

- de la fonction modulo, en l'occurrence : ϕ_{inc}^{final} = modulo(ϕ_{inc}^{init},45°) pour le cas des plans de périodicité (en jaune),
- la différence entre la plage maximale et le modulo, ϕ_{inc}^{final} = 45° - modulo(ϕ_{inc}^{init},45°) pour le cas des plans de symétrie (en bleu).

Exemple sur le projet bande C parabolique

On utilise strictement la méthode définie précédemment pour le calcul des angles d'incidence équivalents suivant ϕ_{inc} pour le cas parabolique. La figure B.10 présente les angles ϕ_{inc}^{init} et θ_{inc}^{init} initiaux. Comme précisé dans le document, les angles suivant θ_{inc}^{init} présentent l'avantage d'être réduits par rapport au cas plan. La figure B.11 présente les angles équivalents suivant ϕ_{inc}^{final}.



(a) Angle d'incidence suivant ϕ_{inc} (b) Angle d'incidence suivant θ_{inc}

FIGURE B.10 – Angles d'incidence d'excitation du projet bande C parabolique.

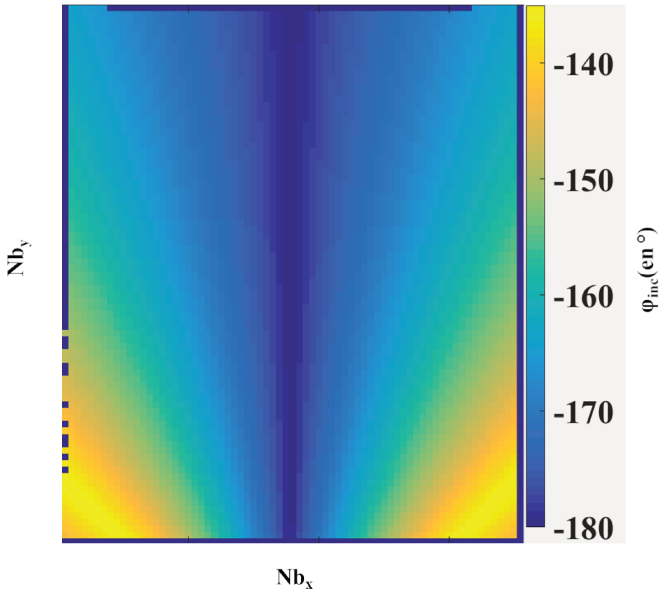


FIGURE B.11 – Nouveaux angles d'excitation équivalents des cellules suivant ϕ_{inc} pour le projet bande C parabolique.

Annexe C

Publications Personnelles

Article

- *(Article soumis dans la revue IEEE-TAP)* V. Richard, R. Loison, R. Gillard, H. Legay, M. Romier, J.P. Martinaud, D. Bresciani and F. Delepaux «Advanced Synthesis of Reflectarrays using a Spherical Mapping of the Second Order Phoenix Cell»

Conférences internationales

- V. Richard, R. Loison, R. Gillard, H. Legay and M. Romier, «Loss Analysis of a Reflectarray Cell Using ANNs with Accurate Magnitude Prediction», *IEEE European Conference of Antenna and Propagation*, Paris, 2017.
- V. Richard, R. Loison, R. Gillard, H. Legay and M. Romier, «Optimized Artificial Neural Network for reflectarray cell modelling», *IEEE Antenna and Propagation Symposium*, Puerto Rico, 2016.

Conférences nationales

- V. Richard, R. Loison, R. Gillard, H. Legay et M. Romier, «Modélisation de cellules de réseaux réflecteurs par réseaux de neurones artificiels», *Journées Nationales Micro-Ondes JNM 2017*, Saint-Malo, 2017.
- V. Richard, H. Legay, F. Delepaux, I. Faro et D. Bresciani «Optimisation de la synthèse d'une antenne reflectarray en bande Ku», *Journées Nationales Micro-Ondes JNM 2015*, Bordeaux, 2015.

Workshop et journées thématiques

- V. Richard, R. Loison, R. Gillard et M. Romier, «Modélisation d'une cellule de réseau réflecteur à l'aide des réseaux de neurones», *Assemblé générale du GDR ondes*, Lyon, 2015.
- V. Richard, R. Loison, R. Gillard, H. Legay et M. Romier, «Modélisation et analyse d'une cellule de réseaux réflecteurs par réseaux de neurones», *The Technical Competence Communities CNES*, Toulouse, 2016.

Table des figures

1.1 Exemple de réflecteur formé de grande dimension pour application de télécommunications spatiales. 11
1.2 Exemple de RA de 1,3 m constitué de 5 panneaux pour une mission de télécommunications en bande Ku. 13
1.3 Schéma de principe d'une antenne RA illuminée par une source primaire pour la réalisation d'un faisceau directif. 14
1.4 Schéma de principe d'une antenne RA illuminée par une source primaire pour la réalisation d'un diagramme de rayonnement formés. 14
1.5 Schéma de RA déployable avec une grande ouverture rayonnante. 16
1.6 Mode TE/TM des champs d'excitation de la cellule. 18
1.7 Exemple de cellule de RA contenant un motif métallique. . . 18
1.8 Définition du formalisme d'excitation de la cellule. (a) Onde incidente. (b) Onde réfléchie. 19
1.9 Algorithme simplifié pour la conception d'un RA. 22
1.10 Problématique générale pour la synthèse de RA. 23
1.11 Synthèse classique mono-fréquence. 24
1.12 Variation de phases d'un élément rayonnant multi-couches en fonction de la taille d'un patch. 25
1.13 Synthèse classique multi-fréquences. 27
1.14 Synthèse avancée directement sur le diagramme de rayonnement. 29
1.15 Principe du modèle comportemental pour la caractérisation de cellules de RA. 33
1.16 Exemples de différentes cellules de RA. 37
1.17 Synthèse avancée directement sur le diagramme de rayonnement. 38
1.18 Géométrie du motif Phoenix. (a) Capacitif. (b) Inductif. . . . 39

2.1 Cellules Phoenix 1D. (a) Capacitive (n=0). (b) Inductive (n=1). 46
2.2 Cycle de géométries 1D de la cellule Phoenix. 47

2.3 Variation du déphasage généré par les cellules Phoenix sur le cycle 1D. 51
2.4 Élément Phoenix d'ordre 2 51
2.5 Modèle de représentation sphérique des cellules Phoenix d'ordre 2. 53
2.6 Visualisation d'un parallèle pour les cellules Phoenix d'ordre 2 capacitives (n=0). 55
2.7 Représentation sphérique finale des cellules Phoenix d'ordre 2 en projection planaire. 56
2.8 Modélisation de cellules Phoenix d'ordre 2 par CE. 58
2.9 Schéma électrique équivalent des cellules Phoenix d'ordre 2 . 58
2.10 Etude des comportements limites sur la représentation sphérique. 59
2.11 Analyse EM théorique de la représentation sphérique par CE. 60
2.12 Analyse EM issu du modèle analytique de [74] pour la représentation sphérique. 61

3.1 Schéma d'un neurone biologique 65
3.2 Schéma d'un neurone formel 66
3.3 Structure d'ANN de type MLP 69
3.4 Définition du critère d'arrêt d'apprentissage 71
3.5 Schéma de principe du modèle ANN. 73
3.6 Conception pratique de caractérisation de cellules Phoenix d'ordre 2. 73
3.7 Échantillons existants dans la base de données TAS. 75
3.8 Variation de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ modélisée par ANN avec 100 neurones. 76
3.9 Variation de phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ modélisée par ANN avec 10 neurones. 77
3.10 Nouveau maillage des bases d'apprentissage et de validation. 78
3.11 Exemple de triangle connu entourant la géométrie issue de la base régularisée. 79
3.12 Variations de la phase $\Phi_{\text{TE-TE}}$ issue des différentes bases. . . 79
3.13 Algorithme de définition de la complexité des réseaux. 81
3.14 Résultat de l'algorithme pour la modélisation de la phase dans le cas inductif. 84
3.15 Résultat de l'algorithme pour la modélisation de l'amplitude dans le cas inductif. 85
3.16 Résultat de l'algorithme pour la modélisation de la cellule capacitive. 86
3.17 Exemple de caractérisation 2D d'une cellule inductive avec C_1 = 23,7 mm à 3,4GHz en incidence normale. 89
3.18 Variations de phase Φ_{TE-TE} (en degrés) en projection sur la représentation sphérique à différentes fréquences. 91

3.19 Variation de phase sur le cycle de cellules pré-sélectionné. . . 92
3.20 Dispersion fréquentielle de phase (en °/GHz) projetée sur la représentation sphérique. 93
3.21 Observation des zones d'extrapolation des ANN sur la représentation. 94
3.22 Exemple de comparaison des résultats de phases entre simulations rigoureuse (HFSS) et ANN dans une zone d'extrapolation. 94

4.1 Exemple de comportement de système non linéaire à une dimension. 100
4.2 Processus d'optimisation de layout de RA. 102
4.3 Principe de modélisation de surface $\Delta\theta_{ij}$ / $\Delta\phi_{ij}$ par coefficients de splines. 107
4.4 Algorithme de synthèse avancée pour la conception de RA. . 109

5.1 Zone de couverture de la mission. FC1 : co-polar directivité. FC2 : co-polar isolation. 112
5.2 Positions de l'antenne et de la source. 113
5.3 Phase et dispersion de phase idéales requises pour réaliser la mission spécifique. 115
5.4 Proposition de cycles de géométries issus de la représentation sphérique pour la conception de la condition initiale. 117
5.5 Visualisation des layouts générés à partir des quatre cycles. . 118
5.6 Analyse de l'erreur de phase entre MIX et ANN sur le premier layout. 121
5.7 Superposition des diagrammes de rayonnement obtenus avec MIX et ANN sur le premier layout. 122
5.8 Analyse des layout avec application d'offsets de phase. 124
5.9 Application d'offsets sur la phase idéale requise, analyse des pires cas sur stations à différentes fréquences. 125
5.10 Positions initiales des cellules suivant ϕ sur la représentation sphérique. 125
5.11 Co-polarisation du diagramme de rayonnement simulé à différentes fréquences. 126
5.12 Convergence de l'outil d'optimisation. Observation des maximas d'erreur sur les N_{sta} stations à 3 fréquences. Observation de la fonction coût ϵ en mauve. 128
5.13 Variations des positions des cellules sur la représentation sphérique (a) et (b). Nouveau layout après optimisation (c) 130
5.14 Diagrammes de rayonnement simulés après optimisation en co-polarisation (en dB) à différentes fréquences. 131
5.15 Superposition des diagrammes par RA synthétisé et méthode rigoureuse à l'aide de l'outil de TSA Antenna Design. 133
5.16 Principe du RA parabolique. 134

5.17 Layout associé à la synthèse initiale du RA parabolique. . . . 136

B.1 Formalisme adopté pour les composante TE et TM. 150
B.2 Cellule sans de plan de symétrie et un angle de périodicité de 90°. 151
B.3 Exemples motifs sans axe de symétrie avec des angles de périodicité différents. 151
B.4 Exemple de motif à 2 plans de symétrie et un angle de périodicité de 180°. 152
B.5 Exemple de motif à 2 plans de symétrie et un angle de périodicité de 180°. 153
B.6 Exemple de motif géométrique avec 4 plans de symétrie et un angle de périodicité de 90°. 155
B.7 Angles d'incidence d'excitation du projet bande C plan. . . . 156
B.8 Zones de modification de la matrice de réflexion. 156
B.9 Nouveaux angles d'excitation équivalents des cellules suivant ϕ_{inc} pour le projet bande C plan. 157
B.10 Angles d'incidence d'excitation du projet bande C parabolique. 158
B.11 Nouveaux angles d'excitation équivalents des cellules suivant ϕ_{inc} pour le projet bande C parabolique. 158

Bibliographie

[1] D. Cadoret, "Études de cellules déphaseuses imprimées combinant patchs et fentes : Application à la réalisation de réseaux réflecteurs simple couche," Theses, INSA de Rennes, Dec. 2006.

[2] M.-A. Milon, "Modélisation de cellules déphaseuses environnées : Application à l'analyse de réseaux réflecteurs imprimés," Ph.D. dissertation, Rennes, INSA, 2007.

[3] L. Marnat, "Printed reflectarrays Synthesis technique for Bipolarized Ku band space antenna design," Theses, INSA de Rennes, Dec. 2009. [Online]. Available : https ://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00505895

[4] S. Mener, "Conception d'une cellule déphaseuse pour réseau réflecteur reconfigurable à deux polarisations circulaires indépendantes," Ph.D. dissertation, INSA de Rennes, 2013.

[5] T. Makdissy, "New phase-shifting cells of low cost and reduced complexity for broadband reflectarray antennas," Theses, INSA de Rennes, Nov. 2013. [Online]. Available : https ://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00958105

[6] W. A. Imbriale, S. S. Gao, and L. Boccia, *Antennas for Deep Space Applications.* Wiley Telecom, 2012, pp. 776–. [Online]. Available : http ://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp ?arnumber=8044236

[7] A. Z. Elsherbeni, P. Nayeri, and F. Yang, "Reflectarray antennas for space applications," in *2012 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Sept 2012, pp. 362–365.

[8] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray antenna.* Wiley-IEEE Press, ISBN : 978-0-470-08491-5, Nov. 2007.

[9] R. C. Johnson and H. Jasik, "Antenna engineering handbook," *New York, McGraw-Hill Book Company, 1984, 1356 p. No individual items are abstracted in this volume.*, 1984.

[10] W. Rusch and P. Potter, *Analysis of reflector antennas.* Academic Press, 2013.

[11] A. W. Rudge and M. J. Withers, "New technique for beam steering with fixed parabolic reflectors," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 118, no. 7, pp. 857–863, July 1971.

[12] P. Hannan, "Microwave antennas derived from the cassegrain telescope," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 140–153, March 1961.

[13] W. V. T. Rusch, A. Prata, Y. Rahmat-Samii, and R. A. Shore, "Derivation and application of the equivalent paraboloid for classical offset cassegrain and gregorian antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 8, pp. 1141–1149, Aug 1990.

[14] R. C. Hansen, *Phased array antennas.* John Wiley & Sons, 2009, vol. 213.

[15] H. Legay, D. Bresciani, E. Labiole, R. Chiniard, R. Gillard, and G. Toso, "Measurement of a 1.3 m reflectarray antenna in flat panels in ku band," in *2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Oct 2012, pp. 231–234.

[16] M. D. Levenson, N. S. Viswanathan, and R. A. Simpson, "Improving resolution in photolithography with a phase-shifting mask," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 29, no. 12, pp. 1828–1836, Dec 1982.

[17] R. Hodges and M. Zawadzki, "Ka-band reflectarray for interferometric sar altimeter," in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, July 2012, pp. 1–2.

[18] R. E. Hodges, N. Chahat, D. J. Hoppe, and J. D. Vacchione, "A deployable high-gain antenna bound for mars : Developing a new folded-panel reflectarray for the first cubesat mission to mars." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 2, pp. 39–49, April 2017.

[19] J. Huang, "The development of inflatable array antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 44–50, Aug 2001.

[20] H. Fang, M. Lou, J. Huang, L.-M. Hsia, U. Quijano, G. Pelaez, and V. Svolopoulos, *Development of a 7-meter inflatable reflectarray antenna.* Pasadena, CA : Jet Propulsion Laboratory, National Aeronautics and Space Administration, 2004.

[21] *Ansoft-HFSS manual*, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2007.

[22] *CST-Computer Simulation Technology Manual*, Microwave Studio, 2008.

[23] *FEKO Simulation software Manual*, 2015.

[24] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational electrodynamics : the finite-difference time-domain method.* Artech house, 2005.

[25] J.-M. Jin, *The finite element method in electromagnetics.* John Wiley & Sons, 2015.

[26] R. F. Harrington and J. L. Harrington, *Field computation by moment methods.* Oxford University Press, 1996.

[27] J. Montgomery, "Scattering by an infinite periodic array of microstrip elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 6, pp. 850–854, Nov 1978.

[28] R. V. Gatti, S. Ebadi, and R. Sorrentino, "Scattering matrix approach to the design of infinite planar reflectarray antennas," in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, Sept 2009, pp. 037–040.

[29] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Design and validation of gathered elements for steerable-beam reflectarrays based on patches aperture-coupled to delay lines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1756–1761, May 2011.

[30] Y. Clement, "Modélisation électromagnétique de cellules actives environnées : application à l analyse et la synthèse d'une antenne reflectarray à balayage électronique," Theses, INSA de Rennes, Dec. 2012.

[31] M. Arrebola, Y. Alvarez, J. A. Encinar, and F. Las-Heras, "Accurate analysis of printed reflectarrays considering the near field of the primary feed," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 3, no. 2, pp. 187–194, March 2009.

[32] K. Karnati, S. Ebadi, and X. Gong, "Effects of inter-element spacing on mutual coupling and resonant properties in reflectarray unit cell design," in *2012 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan 2012, pp. 83–86.

[33] Y. Abdallah, C. Menudier, M. Thevenot, and T. Monediere, "Investigations of the effects of mutual coupling in reflectarray antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 49–61, April 2013.

[34] A. W. Love, "Some highlights in reflector antenna development," *Radio Science*, vol. 11, no. 8-9, pp. 671–684, Aug 1976.

[35] *GRASP, User's Manual*, TICRA, 2001.

[36] E. Consultants, *POS, User's Manual*, TICRA, 2001.

[37] J. A. Zornoza and J. A. Encinar, "Efficient phase-only synthesis of contoured-beam patterns for very large reflectarrays," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 14, no. 5, pp. 415–423, 2004.

[38] D. Berry, R. Malech, and W. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 645–651, Nov 1963.

[39] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip antennas : the analysis and design of microstrip antennas and arrays.* John Wiley & Sons, 1995.

[40] J. Huang, "Microstrip reflectarray," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest.* IEEE, 1991, pp. 612–615.

[41] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, Feb 1997.

[42] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "A ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 650–656, May 1998.

[43] R. D. Javor, X.-D. Wu, and K. Chang, "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 9, pp. 932–939, Sep 1995.

[44] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1403–1410, Oct 2001.

[45] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Broadband design of three-layer printed reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1662–1664, July 2003.

[46] P. D. Vita, A. Freni, G. L. Dassano, P. Pirinoli, and R. E. Zich, "Broadband element for high-gain single-layer printed reflectarray antenna," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 23, Nov 2007.

[47] P. D. Vita, A. Freni, F. Vipiana, P. Pirinoli, and G. Vecchi, "Fast analysis of large finite arrays with a combined multiresolution mdash ;sm/aim approach," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3827–3832, Dec 2006.

[48] J. A. Encinar, L. S. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castaner, J. L. Besada-Sanmartin, H. Baier, and H. Legay, "Dual-polarization dual-coverage reflectarray for space applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2827–2837, Oct 2006.

[49] C. Wan and J. A. Encinar, "Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 11, pp. 1233–1242, Nov 1995.

[50] R. Fletcher and M. J. Powell, "A rapidly convergent descent method for minimization," *The computer journal*, vol. 6, no. 2, pp. 163–168, 1963.

[51] O. M. Bucci, G. D. Elia, G. Mazzarella, and G. Panariello, "Antenna pattern synthesis : a new general approach," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 3, pp. 358–371, Mar 1994.

[52] O. M. Bucci, G. Franceschetti, G. Mazzarella, and G. Panariello, "Intersection approach to array pattern synthesis," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 137, no. 6, pp. 349–357, Dec 1990.

[53] O. Bucci, A. Capozzoli, G. D Elia, P. Maietta, and S. Russo, "An advanced reflectarray design technique," in *Proc. 28th ESA Antenna Workshop*, vol. 68, 2005.

[54] A. Capozzoli, C. Curcio, A. Liseno, M. Migliorelli, and G. Toso, "Aperiodic conformal reflectarrays," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, July 2011, pp. 361–364.

[55] ——, "Power pattern synthesis of advanced flat aperiodic reflectarrays," in *Proc. of the 33rd ESA Workshop on Challenges for Space Antenna Systems*, 2011, pp. 18–21.

[56] A. Capozzoli, C. Curcio, A. Liseno, and G. Toso, "Fast, phase-only synthesis of aperiodic reflectarrays using nuffts and cuda," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 156, pp. 83–103, 2016.

[57] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Design of single-feed reflectarray antennas with asymmetric multiple beams using the particle swarm optimization method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 9, pp. 4598–4605, Sept 2013.

[58] D. W. Boeringer and D. H. Werner, "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 3, pp. 771–779, March 2004.

[59] J. Álvarez, M. Arrebola, R. Ayestarán, and F. Las-Heras, "Systematic framework for reflectarray synthesis based on phase optimization," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, 2012.

[60] D. R. Prado, J. Álvarez, M. Arrebola, M. R. Pino, R. G. Ayestarán, and F. Las-Heras, "Efficient, accurate and scalable reflectarray phase-only synthesis based on the levenberg-marquardt algorithm," *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J*, vol. 30, no. 12, pp. 1246–1255, 2015.

[61] M. Zhou, S. B. Sorensen, O. S. Kim, E. Jorgensen, P. Meincke, and O. Breinbjerg, "Direct optimization of printed reflectarrays for contoured beam satellite antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1995–2004, April 2013.

[62] M. Zhou, S. B. Sorensen, O. S. Kim, E. Jorgensen, P. Meincke, O. Breinbjerg, and G. Toso, "The generalized direct optimization technique for printed reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1690–1700, April 2014.

[63] M. Zhou, O. Borries, and E. Jorgensen, "Design and optimization of a single-layer planar transmit-receive contoured beam reflectarray with enhanced performance," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1247–1254, April 2015.

[64] M. Zhou, S. B. Sorensen, N. Vesterdal, R. Dickie, P. Baine, J. Montgomery, R. Cahill, M. Henry, P. G. Huggard, and G. Toso, "Design of

aperiodic frequency selective surfaces for compact quasi-optical networks," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2017, pp. 1274–1278.

[65] M. Zhou, S. B. Sorensen, O. Borries, and E. Jorgensen, "Analysis and optimization of a curved transmit-receive contoured beam reflectarray," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, May 2015, pp. 1–5.

[66] D. R. Prado, M. Arrebola, M. R. Pino, and F. Las-Heras, "Advanced techniques for the design of reflectarrays including crosspolar optimization," in *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, May 2017, pp. 227–229.

[67] H. Hasani, M. Kamyab, and A. Mirkamali, "Low cross-polarization reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1752–1756, May 2011.

[68] R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, G. Perez-Palomino, and G. Toso, "Cross-polar reduction in reflectarray antennas by means of element rotation," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2016, pp. 1–5.

[69] D. R. Prado, M. Arrebola, M. R. Pino, R. Florencio, R. R. Boix, J. A. Encinar, and F. Las-Heras, "Efficient crosspolar optimization of shaped-beam dual-polarized reflectarrays using full- wave analysis for the antenna element characterization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 623–635, Feb 2017.

[70] D. R. Prado, M. Arrebola, M. R. Pino, F. Las-Heras, R. Florencio, R. R. Boix, and J. A. Encinar, "Reflectarray antenna with reduced crosspolar radiation pattern," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2016, pp. 1–4.

[71] A. I. Zverev, *Handbook of filter synthesis.* Wiley, 1967.

[72] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, "A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with nonresonant constituting elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, Dec 2010.

[73] R. J. Langley and E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electronics Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 294–296, April 1982.

[74] ——, "Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 17, pp. 675–677, August 1983.

[75] M. L. Stein, *Interpolation of spatial data : some theory for kriging.* Springer Science & Business Media, 2012.

[76] L. Tenuti, G. Oliveri, D. Bresciani, and A. Massa, "Advanced learning-based approaches for reflectarrays design," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2017, pp. 84–87.

[77] S. Haykin, *Neural networks : a comprehensive foundation.* Macmillan Coll Div, Englewood Cliffs, NJ, ISBN : 13 : 9780132733502, 1998.

[78] A. Freni, M. Mussetta, and P. Pirinoli, "Neural network characterization of reflectarray antennas," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, 2012.

[79] S. Nesil, F. Gune, and U. Ozkaya, "Phase characterization of a reflectarray unit cell with minkowski shape radiating element using multilayer perceptron neural network," in *2011 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Dec 2011, pp. II–219–II–222.

[80] S. Nesil, F. Gunes, and S. Demirel, "Reflection phase analysis based on multilayer perceptron network model for unit element design of a dual-layered microstrip reflectarray," in *2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, June 2014, pp. 1–4.

[81] P. Robustillo, J. Zapata, J. A. Encinar, R. Florencio, R. R. Boix, and J. R. Mosig, "Accurate characterization of multi-resonant reflectarray cells by artificial neural networks," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, April 2014, pp. 1935–1937.

[82] P. Robustillo, J. Zapata, J. A. Encinar, and J. Rubio, "Ann characterization of multi-layer reflectarray elements for contoured-beam space antennas in the ku-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 7, pp. 3205–3214, July 2012.

[83] S. Finich, N. A. Touhami, and A. Farkhsi, "Design and analysis of different shapes for unit-cell reflectarray antenna," *Procedia Engineering*, vol. 181, pp. 526–530, 2017.

[84] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A. Ittipiboon, "Broadband reflectarray antenna with double cross loops," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 65–66, Jan 2006.

[85] H. Salti, E. Fourn, R. Gillard, E. Girard, and H. Legay, "Pharmacist cross ; phase-shifting cell loaded with mems switches for reconfigurable reflectarrays," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, April 2010, pp. 1–4.

[86] G. B. Wu, S. W. Qu, S. Yang, and C. H. Chan, "Broadband, single-layer dual circularly polarized reflectarrays with linearly polarized feed," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4235–4241, Oct 2016.

[87] I. Derafshi, N. Komjani, and M. Mohammadirad, "A single-layer broadband reflectarray antenna by using quasi-spiral phase delay line," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 84–87, 2015.

[88] R. Deng, S. Xu, F. Yang, and M. Li, "Single-layer dual-band reflectarray antennas with wide frequency ratios and high aperture efficiencies using phoenix elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 2, pp. 612–622, Feb 2017.

[89] M. A. Milon, R. Gillard, D. Cadoret, and H. Legay, "Analysis of mutual coupling for the simulation of reflectarrays radiating cells," in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, Nov 2006, pp. 1–6.

[90] L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, D. Bresciani, and H. Legay, "Comparison of synthesis strategies for a dual-polarized reflectarray," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, 2012.

[91] L. Moustafa, R. Gillard, F. Peris, R. Loison, H. Legay, and E. Girard, "The phoenix cell : A new reflectarray cell with large bandwidth and rebirth capabilities," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 71–74, 2011.

[92] H. Salti and R. Gillard, "A single layer stub-patch phoenix cell for large band reflectarrays," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, March 2017, pp. 2405–2408.

[93] K. Zhang, Y. Fan, J. Xu, and C. Qu, "Design of broadband, low cost single layer reflectarray using phoenix cell," in *2013 IEEE International Conference of IEEE Region 10 (TENCON 2013)*, Oct. 2013, pp. 1–4.

[94] S. A. Ibrahim and H. F. Hammad, "Modified phoenix cell for microstrip reflectarray antennas," in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, July 2013, pp. 1562–1563.

[95] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, M. Ferrando-Rocher, E. Girard, H. Legay, and L. Le Coq, "Phoenix reflectarray unit cell with reduced size and inductive loading," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 12, pp. 1363–1370, 2016.

[96] T. Makdissy, R. Gillard, E. Fourn, E. Girard, and H. Legay, "A patch-slot combination approach for large band reflectarrays," in *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European.* IEEE, 2012, pp. 759–762.

[97] M.-A. Milon, R. Gillard, and H. Legay, "Rigorous analysis of the reflectarray radiating elements : Characterisation of the specular reflection effect and the mutual coupling effect," in *29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas*, 2007.

[98] A. Grossetete, E. Fourn, and R. Gillard, "Single-layer reflectarray cell synthesis based on filter synthesis techniques," in *2016 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, 2016, pp. 1–4.

[99] J. Ge, J. Zhu, H. Zhang, W. Zhuang, and W. Tang, "3-d square coaxial waveguide fss and equivalent circuit model," in *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, Aug 2016, pp. 1110–1114.

[100] S. Haykin, *Neural networks and learning machines.* Pearson Upper Saddle River, NJ, USA :, 2009, vol. 3.

[101] W. S. McCulloch and W. Pitts, "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity," *The bulletin of mathematical biophysics*, vol. 5, no. 4, pp. 115–133, 1943.

[102] D. O. Hebb, *The organization of behavior : A neuropsychological theory.* Psychology Press, 2005.

[103] F. Rosenblatt, "The perceptron : A probabilistic model for information storage and organization in the brain." *Psychological review*, vol. 65, no. 6, p. 386, 1958.

[104] M. Minsky and S. Papert, "Perceptrons." *Minsky*, 1969.

[105] D. E. Rumelhart, G. E. Hinton, and R. J. Williams, "Learning internal representations by error propagation," California Univ San Diego La Jolla Inst for Cognitive Science, Tech. Rep., 1985.

[106] H. Demuth and M. Beale, "Neural network toolbox for use with matlab–user's guide verion 3.0," *Minsky*, 1993.

[107] A. Cornuéjols and L. Miclet, *Apprentissage artificiel : concepts et algorithmes.* Editions Eyrolles, 2011.

[108] R. Fletcher, "Practical methods of optimization john wiley & sons," *New York*, vol. 80, 1987.

[109] J. J. Moré, "The levenberg-marquardt algorithm : implementation and theory," in *Numerical analysis.* Springer, 1978, pp. 105–116.

[110] P. Robustillo, J. Zapata, J. A. Encinar, and M. Arrebola, "Design of a contoured-beam reflectarray for a eutelsat european coverage using a stacked-patch element characterized by an Artificial Neural Network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 977–980, 2012.

[111] D. Bresciani, "A unified approach to the characterization of frequency and polarization selective surfaces," in *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, June 1993, pp. 1960–1963 vol.3.

[112] K. Hornik, M. Stinchcombe, and H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural networks*, vol. 2, no. 5, pp. 359–366, 1989.

[113] H. Schjaer-Jacobsen and K. Madsen, "Algorithms for worst-case tolerance optimization," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 26, no. 9, pp. 775–783, Sep 1979.

[114] S.-P. Han, "A globally convergent method for nonlinear programming," *Journal of optimization theory and applications*, vol. 22, no. 3, pp. 297–309, 1977.

[115] M. J. Powell, "A fast algorithm for nonlinearly constrained optimization calculations," in *Numerical analysis*. Springer, 1978, pp. 144–157.

[116] C. D. Boor, *A practical guide to splines*. Springer-Verlag New York, 1978, vol. 27.

[117] J. R. Bergmann and F. J. V. Hasselmann, "Interpolation of reflector surfaces by pseudosplines," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 144, no. 1, pp. 42–46, Feb 1997.

[118] J. R. Bergmann, F. J. V. Hasselmann, F. L. Teixeira, and C. G. Rego, "A comparison between techniques for global surface interpolation in shaped reflector analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 1, pp. 47–53, Jan 1994.

[119] R. Chiniard, "Internal report : Synthèse des performances du démonstrateur bande C simulé avec le logiciel antenna design développé par thales systemes aéroportés," Thales Alenia Space, Tech. Rep., 2015.

[120] ——, "Internal report : Investigations sur l'origine des différences simulation et mesure," Thales Alenia Space, Tech. Rep., 2015.

[121] J. P. Martinaud, S. Nosal, and G. Salin, "Domain decomposition techniques for the scattering by partly bor objects application to the antenna-radome modeling," in *2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Sep. 2011, pp. 144–147.

[122] R. Chiniard, "Internal report : Développement d une base de cellules déphaseuses en bande C, mise en oeuvre et validation de la base de cellules," Thales Alenia Space, Tech. Rep., 2014.

[123] P. E. Gill and W. Murray, "Quasi-newton methods for unconstrained optimization," *IMA Journal of Applied Mathematics*, vol. 9, no. 1, pp. 91–108, 1972.

[124] J. Snyman, *Practical mathematical optimization : an introduction to basic optimization theory and classical and new gradient-based algorithms*. Springer Science & Business Media, 2005, vol. 97.

INSA de RENNES
Service des Formations

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:
Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones - Application à l'optimisation d'une antenne spatiale en bande C

Nom Prénom de l'auteur : RICHARD VINCENT

Membres du jury :
- Monsieur GILLARD Raphaël
- Monsieur LOISON Renaud
- Madame RAVEU Nathalie
- Monsieur LAHEURTE Jean-Marc
- Monsieur TEDJINI Smail
- Madame PIRINOLI Paola
- Monsieur LEGAY Hervé
- Monsieur ROMIER Maxime

Président du jury : Jean-Marc LAHEURTE

Date de la soutenance : 05 Avril 2018

Reproduction de la these soutenue

☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 05 Avril 2018

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI

INSTITUT NATIONAL des SCIENCES APPLIQUÉES RENNES

Résumé

Menée en partenariat avec Thales Alenia Space et le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), cette thèse s'inscrit dans un contexte international très actif sur une nouvelle technologie de systèmes antennaires : les réseaux réflecteurs (RA).

Combinant les atouts des réflecteurs classiques et ceux des réseaux, les RA pourraient remplacer, à terme, les réflecteurs formés utilisés aujourd'hui. Ils sont constitués d'une source primaire placée en regard d'un réseau de cellules contrôlant les propriétés du champ électromagnétique réfléchi. Si de nombreuses études portent déjà sur la caractérisation des cellules, une des problématiques consiste à les sélectionner judicieusement pour réaliser l'antenne finale : c'est l'étape de synthèse.

Un tour d'horizon consacré aux différentes méthodes de synthèse a révélé toute la complexité d'obtenir rapidement de bonnes performances simultanément sur les polarisations directes et croisées, pour une large bande de fréquences et pour la réalisation de diagrammes formés. La cellule Phoenix est sélectionnée dans ce travail pour ses bonnes propriétés puisqu'elle fournit l'ensemble de la gamme de phase suivant un cycle continu de géométries.

Parce qu'une des contraintes dans la conception de RA est de maintenir des variations de géométries continues entre deux cellules juxtaposées à la surface du RA, un outil de représentation sphérique permettant de classer l'ensemble des cellules d'étude est proposé. Il répertorie judicieusement toutes les cellules sur une surface continue, fermée et périodique.

Une nouvelle étape est franchie avec la conception de modèles comportementaux à l'aide de réseaux de neurones (ANN). Ces modèles permettent une caractérisation électromagnétique très rapide des cellules en termes de phase et d'amplitude des coefficients directs et croisées de la matrice de réflexion.

L'originalité de l'algorithme de synthèse proposé dans ce travail se base sur l'utilisation combinée de la représentation sphérique et de la caractérisation rapide par ANN. Un outil d'optimisation de type min / max est utilisé pour améliorer les performances globales du panneau RA. Il est ensuite appliqué à un cas concret dans le cadre d'une mission de télécommunication.

Mots clés : Réseaux réflecteurs, synthèse de réseaux réflecteurs, ANN, optimisation min / max.

Abstract

In collaboration with Thales Alenia Space and the French Space Agency (CNES), this PHD takes part in a very active international context on a new antenna: the reflectarrays (RA).

Combining the advantages of conventional reflectors and those of networks, RA could eventually replace the currently used shaped reflectors. They consist of a primary source placed in front of a network of cells controlling the properties of the reflected electromagnetic field. Although many studies already focus on the characterization of cells, one of the issues is to carefully select them to achieve the final antenna: this is the synthesis step.

An overview of different synthesis methods revealed the complexity to quickly obtain good performance simultaneously on the co- and cross-polarizations, for a wide frequency band and for the realization of shaped radiation pattern. The Phoenix cell is selected in this work for its good properties since it provides the entire phase range following a continuous cycle of geometries.

Because one of the constraints in the design of RA is to maintain continuous geometry variations between two juxtaposed cells on the layout, a spherical representation tool made it possible to classify all the studied cells. It judiciously lists all the cells on a continuous, closed and periodic surface.

A new step is reached with the design of behavioral models using Artificial Neural Networks (ANN). These models enable to a fast electromagnetic characterization of cells in terms of phase and amplitude of the direct and cross coefficients of the reflection matrix.

The originality of the synthesis algorithm proposed in this work is the combined use of the spherical representation and a rapid cell characterization by ANN. A min / max optimization tool is used to improve the overall performance of the RA panel. It is then applied to a concrete case as part of a telecommunication mission.

Keywords: Reflectarrays, reflectarrays synthesis, ANN, min / max optimization.

N° d'ordre : 18ISAR 07 / D18 - 07

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes
20, Avenue des Buttes de Coëmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex 7
Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96