



HAL
open science

Contribution à l'évolution des systèmes radiofréquences de l'aviation civile - des antennes à la propagation des signaux.

Christophe Morlaas

► **To cite this version:**

Christophe Morlaas. Contribution à l'évolution des systèmes radiofréquences de l'aviation civile - des antennes à la propagation des signaux.. Electromagnétisme. Université Toulouse 3 Paul Sabatier, 2020. tel-03186716

HAL Id: tel-03186716

<https://enac.hal.science/tel-03186716>

Submitted on 2 Apr 2021

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.



Mémoire de HDR

En vue de l'obtention de

L'HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)*

Présentée et soutenue le *23 juin 2020* par :

Christophe Morlaas-Courties

**Contribution à l'évolution des systèmes radiofréquences de
l'aviation civile - des antennes à la propagation des signaux**

JURY

JEAN-YVES DAUVIGNAC	Professeur	Rapporteur
THIERRY MONÉDIÈRE	Professeur	Rapporteur
ANNE-CLAUDE TAROT	Maître de Conférence (HDR)	Rapporteur
ALEXANDRE CHABORY	ERE Professeur	Examineur
HERVÉ AUBERT	Professeur	Examineur
OLIVIER PASCAL	Professeur	Examineur (Président)

École doctorale et spécialité :

GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Unité de Recherche :

Ecole Nationale de l'Aviation Civile - Laboratoire ENAC-TELECOM-EMA

Parrainée par :

Alexandre Chabory - Enseignant de rang équivalent à Professeur des universités

Rapporteurs :

Jean-Yves Dauvignac, Anne-Claude Tarot et Thierry Monédière

Table des matières

Introduction Générale	5
1 Notice Individuelle	9
1.1 Curriculum Vitae	9
1.2 Enseignement	11
1.2.1 Liste des enseignements	11
1.2.2 Responsabilités pédagogiques	12
1.3 Recherche	16
1.3.1 Responsabilités scientifiques et administratives	16
1.3.2 Responsabilités et participation à des expertises et des études	17
1.3.3 Collaborations	17
1.3.4 Rayonnement scientifique	17
1.3.5 Activités d'encadrement	18
1.4 Liste de publications	23
1.4.1 Chapitres de livres	23
Chapitres de Livres	23
1.4.2 Journaux	23
Journaux	23
1.4.3 Conférences	24
Conférences	24
1.4.4 Conférences nationale et séminaires	27
Conférences nationale et séminaires	27
2 Contribution à la conception d'antennes de taille réduite.	29
2.1 Contexte	29
2.2 État de l'art sur la réduction de taille	29
2.2.1 Principes généraux	30
2.2.2 Technique de miniaturisation à l'aide d'une analyse de Bloch-Floquet	31
2.3 Miniaturisation par déformation géométrique	34
2.3.1 Antenne boucle imbriquée	34
2.3.2 Antenne hélicoïdale	36
2.3.3 Antenne annulaire hélicoïdale sans réflecteur	40
2.4 Miniaturisation par l'utilisation de métasurfaces	46
2.4.1 Antenne électrique planaire sur conducteur magnétique artificiel	46
2.4.2 Antenne inspirée de métamatériaux	51
2.5 Analyse d'antennes large bande	54

2.5.1	Mode caractéristique et fraction rationnelle de l'impédance	54
2.5.2	Antenne large bande de type Goubau	56
2.6	Conclusion	58
3	Systèmes d'antennes pour applications de radio-goniométrie	61
3.1	Contexte	61
3.2	État de l'art sur la radio-goniométrie	62
3.2.1	Principes généraux	62
3.2.2	Antenne vectorielle pour la radio-goniométrie	63
3.3	Antenne vectorielle pour la radio-goniométrie	65
3.3.1	Répartition optimale des éléments d'une antenne vectorielle	65
3.3.2	Éléments délocalisés multibandes	71
3.3.3	Éléments colocalisés large bande	77
3.4	Conclusion	87
4	Propagation et interaction électromagnétique des systèmes de l'aviation civile en environnement complexe	89
4.1	Contexte	90
4.2	Modèle appliqué au système VOR	91
4.2.1	Le système VOR	91
4.2.2	Contexte	91
4.2.3	Modèles proposés	92
4.2.4	Avantages et inconvénients des deux méthodes	93
4.2.5	Conclusion	93
4.3	Détails des modèles	94
4.3.1	Prise en compte des antennes	94
4.3.2	Modélisation de la diffraction par des obstacles	94
4.3.3	Modélisation de la propagation	96
4.3.4	Modèle de récepteur : Calcul de l'erreur d'azimut	98
4.3.5	Conclusion	99
4.4	Performances du simulateur	99
4.4.1	Exemple de modélisation	99
4.4.2	Conclusion	103
4.5	Conclusion	104
5	Bilan et Projet de Recherche	105
5.1	Bilan	105
5.2	Projet de recherche	108
5.2.1	Valorisation des travaux	108
5.2.2	Antennes aux propriétés innovantes	109
5.2.3	Capteurs exploitant des propriétés de diversité des ondes électromagnétiques	110
5.2.4	Modélisation des systèmes CNS	111
5.3	Conclusion	113
	Bibliographie	115

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury Jean-Yves Dauvignac, Thierry Monédière, et Anne-Claude Tarot pour avoir relu ces travaux, ainsi qu'Olivier Pascal et Hervé Aubert pour leur participation à mon jury de soutenance, et Alexandre Chabory pour ses conseils et son aide en tant que tuteur de ce travail.

Je souhaite remercier également l'ensemble de mes collaborateurs, collègues, doctorants, stagiaires qui ont contribué aux travaux de recherche sur lesquels s'appuie ce manuscrit avec une pensée particulière pour Bernard Souny qui m'a accueilli dans son laboratoire et formé sur ces thématiques.

Enfin, je remercie l'ensemble des personnes qui ont contribué à la tenue de la soutenance de cette HDR dans un contexte de pandémie liée à la COVID19.

Introduction Générale

Avant propos

Une synthèse de mes activités de recherche est reportée dans ce manuscrit en vue d'obtenir l'Habilitation à Diriger des Recherches. Dans ce premier chapitre, je présente d'abord l'essentiel de mon parcours professionnel. J'aborde ensuite le contexte et le contenu de mes activités de recherche avant de proposer la structure de ce manuscrit.

Parcours

Après l'obtention d'un diplôme d'études approfondies (DEA) en micro-ondes et transmissions optiques, j'ai réalisé une thèse en électromagnétisme à l'ISAE-SUPAERO. Cette thèse portait sur un dispositif opto-électronique permettant de générer une porteuse radio fréquence. Ces travaux étant trop éloignés de mes activités actuelles, ils ne seront pas mentionnés dans ce mémoire. Étant attiré par le domaine du spatial, j'ai travaillé, après l'obtention de la thèse, chez Astrium en tant qu'ingénieur d'étude pour les systèmes antennes sur satellite. Souhaitant revenir vers des activités de recherche et d'enseignement, j'ai intégré l'ENAC en 2002 dans le laboratoire d'électromagnétisme pour les télécommunications aéronautique. J'occupe actuellement un poste d'enseignant-chercheur au sein de l'équipe de recherche TELECOM et plus particulièrement dans l'axe électromagnétisme et antennes (EMA). Mes activités de recherche sont généralement appliquées aux systèmes de communication, de navigation et de surveillance associés au transport aérien.

Axes de recherche et ligne directrice de cette HDR

Depuis que j'occupe le poste d'enseignant-chercheur en électromagnétisme à l'ENAC, mes activités de recherche sont organisées autour des phénomènes électromagnétiques associés aux systèmes radio-fréquences qu'utilisent les protagonistes du transport aérien. Le terme phénomène électromagnétique traduit ici la génération, la propagation et l'interaction électromagnétique. L'ensemble des systèmes de télécommunication du transport aérien est désigné par l'OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) par l'acronyme CNS pour Communications-Navigation-Surveillance. Les systèmes de communication désignent

les liaisons vocales et de données. Les systèmes de navigation regroupent tous les moyens permettant à un avion de se localiser et de déterminer sa route. Enfin, les systèmes de surveillance ont pour but de surveiller l'espace aérien ou les zones aéroportuaires. Les systèmes radio-fréquences traités dans ce mémoire sont l'ensemble des dispositifs de communication, de navigation et de surveillance reliés aux aéronefs dans des bandes de fréquences allant de la HF aux ondes millimétriques.

Un schéma général d'une transmission est représenté sur la figure 1.

La modernisation des équipements radio-fréquence du secteur du transport aérien s'appuie en partie sur l'innovation en matière de sources électromagnétiques. En effet, les contraintes économiques et sociétales (Compétitivité, multiplication des services, connectivité numérique, augmentation du trafic aérien, développement des zones aéroportuaires, ...), environnementales (réduction des émissions de CO_2 , optimisation de la gestion du trafic aérien, développement d'infrastructures d'énergie renouvelable, ...) sont répercutées en contraintes technologiques sur les systèmes CNS dont une partie des éléments est composée par les antennes, les récepteurs et le canal de propagation associés.

Le canal de transmission regroupe les antennes et l'environnement qui les sépare appelé canal de propagation. Selon la nature, la forme et la dimension des objets (sol, relief, bâtiments, atmosphère, ...) qui interagissent avec le champ électromagnétique, les performances du système de communication seront plus ou moins affectées. La modélisation électromagnétique des phénomènes qui découlent de ces interactions (Multitrajets, réfraction, absorption, ...) et des antennes utilisées est alors essentielle pour estimer leurs effets sur le système.

Mes activités de recherche recouvrent les axes suivant :

- l'émission de signaux par le biais d'antennes pour les applications aéroportées,
- les modèles de propagation appliqués aux systèmes de l'aviation civile en environnement complexe.

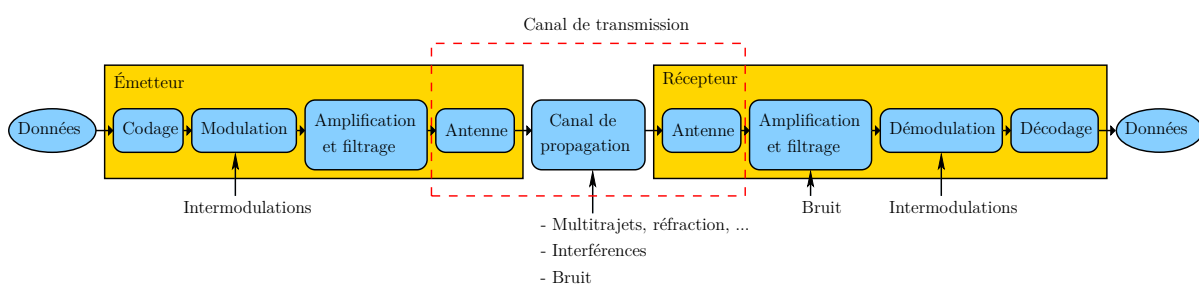


FIGURE 1 – Synoptique d'une transmission

Concernant l'émission et la réception des signaux, dans le cas où l'antenne est embarquée sur l'aéronef, la réduction de son encombrement est un critère essentiel pour des raisons de poids et de profil aérodynamique. Il est alors crucial de réduire la dimension des antennes utilisées tout en conservant leurs caractéristiques de rayonnement.

Dans ce domaine, mes travaux de recherche peuvent être appliqués par exemple à la navigation par GNSS et à la radio-goniométrie (radio-navigation, radio-détection).

Au sens plus large, la recherche sur de nouveaux concepts d'antennes aux propriétés innovantes favorisera l'adaptation des systèmes du transport aérien aux futurs challenges opérationnels.

Pour modéliser les phénomènes de propagation en environnement complexe, des connaissances fines en rayonnement électromagnétique sont essentielles. L'évolution des systèmes de communication (5G, Multilat, GNSS, ...) impacte directement celle du canal de transmission incluant les antennes.

Mes travaux de recherche dans ce domaine portent sur l'imbrication de différentes méthodes électromagnétiques permettant de modéliser le système dans son ensemble.

Plusieurs types de méthodes numériques sont nécessaires afin de garantir à la fois la précision et des coûts de calcul (capacité et rapidité) satisfaisants. Souvent, pour résoudre le problème dans son ensemble, il sera nécessaire d'appliquer une méthode particulière sur chaque sous-problème avant de les raccorder par un procédé d'hybridation de méthodes. La dimension du problème relativement à la longueur d'onde conditionnera également le choix des techniques de modélisation utilisées.

L'organisation de ce manuscrit suit une logique du particulier vers le global. Sont présentés d'abord les travaux de recherche portant sur un élément du système (antennes), puis ceux axés sur un ensemble d'antennes décrivant un système de localisation et enfin ceux visant à modéliser l'ensemble d'un système de radionavigation.

Plan

Chapitre 1 - Notice individuelle

Ce chapitre résume l'ensemble de mes activités organisées autour de l'enseignement, la recherche académique et les travaux d'études plus appliqués à des problématiques spécifiquement aéronautiques.

Chapitre 2 - Contribution à la conception d'antennes de tailles réduites

Dans ce chapitre, les concepts généraux ainsi que les limitations en terme de réduction de taille d'antennes seront d'abord présentés. Des méthodes originales, appliquées à la conception d'antennes de petites dimensions seront abordées et illustrées à travers la conception de prototypes.

Chapitre 3 - Systèmes d'antennes pour applications de radio-goniométrie

Dans ce chapitre, certaines des antennes présentées dans le chapitre précédent seront utilisées pour réaliser une antenne vectorielle appliquée à la radio-goniométrie. Plusieurs topologies d'antennes vectorielles permettant de répondre à des contraintes de couverture angulaire, de bande passante et de compacité seront étudiées et proposées.

Chapitre 4 - Propagation et interaction électromagnétique des signaux des systèmes CNS en environnement complexe

Les niveaux de sécurité requis pour les systèmes CNS impliquent des modèles de calcul particulièrement robustes et fiables. Ils doivent également tenir compte du domaine d'application qui dans notre cas est le système VOR (VHF Omni-Range) et le radar en présence de multitrajets créés par des éoliennes. Dans ce chapitre, les caractéristiques des canaux de propagation et les principales perturbations pouvant les affecter sont d'abord présentées. Deux modèles sont ensuite développés. Ils sont basés sur le choix et l'intégration de méthodes électromagnétiques différentes pour répondre au mieux à des contraintes de précision et de temps de calcul. Le premier porte sur l'hybridation d'une formulation analytique (modèle deux rayons) et une méthode numérique rigoureuse (méthode des moments). Le deuxième porte sur l'hybridation de deux méthodes numériques asymptotiques, l'équation parabolique et l'optique physique. Ces modèles adressent également le modèle de récepteur.

Chapitre 4 - Bilan et projet de recherche

Le dernier chapitre dresse un bilan des activités de recherche menées jusqu'à présent. Il contient également un projet de recherche tenant compte de l'expérience acquise, des sujets émergents liés à mes axes de recherche, et des évolutions prévisibles dans le domaine de l'aéronautique et de l'aviation civile.

Chapitre 1

Notice Individuelle

Ce premier chapitre a pour objectif de synthétiser mes activités d'enseignement et de recherche depuis le début de ma thèse en 1997. Mon Curriculum Vitae sera d'abord présenté, puis illustré par la liste des enseignements que j'ai dispensé et enfin le récapitulatif de mes activités de recherche en détaillant les encadrements et ma participation à des projets de recherche et d'expertise.

1.1 Curriculum Vitae

Statut & État civil

Enseignant-chercheur à l'ENAC, Ingénieur des Etudes et de l'Exploitation de l'Aviation Civile (IEEAC)

ENAC, Département SINA, TELECOM-EMA, Toulouse, France

Né le 15/02/1973 à Auch

Nationalité française, marié, un enfant

Téléphone : +33 5 62 17 43 22

Mail : christophe.morlaas@enac.fr

Axes de recherche

Modélisation électromagnétique, Conception d'antennes, Antennes vectorielles, Antennes compactes, canaux de propagation, systèmes de communications-navigation-surveillance de l'aviation civile

Formation et diplômes	
1991	Baccalauréat scientifique-F2 Mention Bien, Lycée Jean Dupuy, Tarbes
1991-1993	BTS d'électronique Lycée Jean-Baptiste de Baudre, Agen
1993-1995	Licence-Maitrise EEA , Université Paul Sabatier (UPS), Toulouse
1996	DEA MOTO Micro-Ondes et Télécommunications Optiques Classement : 2 ^e , Université Paul Sabatier (UPS), Toulouse
1997	Service militaire
1997-2000	Doctorat d'électronique de SUPAERO (ISAE) Spécialité : électronique, optoélectronique - Avec félicitations du jury
Parcours professionnel	
1997-2000	Doctorat d'électronique de SUPAERO (ISAE) , Spécialité : Optoélectronique <i>Etude et Réalisation d'un Oscillateur Hybride Microonde et Optique Fibrée Monomode pour Application à la Détection Hétérodyne à 1,5 μm</i> SUPAERO (ISAE) et ONERA, bourse Ministérielle au mérite Encadré par Jean-Claude Mollier et Jacques Isbert
2000-2002	Ingénieur d'Etudes Assystem Services pour le compte d'Astrium, Toulouse Simulations électromagnétiques pour satellites de Télécommunications spatiales
2002-2012	Enseignant-chercheur en électromagnétisme Laboratoire d'Électromagnétisme pour les Télécommunications Aéronautiques (LETA), ENAC, Toulouse
2012-2018	Enseignant-chercheur en électromagnétisme Equipe TELECOM Axe de recherche en ÉlectroMagnétisme et Antennes (EMA), ENAC, Toulouse
Depuis 2018	Enseignant-chercheur en électromagnétisme et Ingénieur des Études et de l'Exploitation de l'Aviation Civile (IEEAC) Equipe TELECOM Axe de recherche en ÉlectroMagnétisme et Antennes (EMA), ENAC, Toulouse
Encadrements	
Encadrements de stages	6
Co-directions et encadrements de thèses	6
Encadrements de post-doctorants et d'ingénieurs	2
Projets et expertises	
Collaboration avec entités extérieures à l'ENAC	18
Projets internes à l'ENAC	5

Production scientifique	
Articles de revues internationales publiés ou acceptés	10
Articles de conférences internationales à comité de lecture dont 4 en tant qu'orateur invité (<i>convened session</i>)	31
Articles de conférences nationales et autres communications	10
Chapitre de livre	1

1.2 Enseignement

Mes activités d'enseignement et responsabilités pédagogiques sont détaillées dans cette partie.

1.2.1 Liste des enseignements

Avant mon recrutement à l'ENAC en mars 2002, j'ai effectué des enseignements au cours de ma thèse principalement sous la forme de vacations. Il s'agissait de travaux dirigés auprès des étudiants de ISAE-SUPAERO et de travaux pratiques auprès d'étudiants de DEA. Ces enseignements étant antérieurs à l'exercice de mes activités dans le poste d'enseignant-chercheur à l'ENAC, ils ne figurent pas dans les tableaux de synthèse 1.1 et 1.2.

Depuis 2002, mes activités d'enseignement sont principalement effectuées auprès des différentes formations dispensées à l'ENAC mais également par des vacations auprès des étudiants de ISAE-SUPAERO et de DEA universitaires. Ces enseignements ont évolué au cours du temps, notamment à cause de l'évolution des formations. Par souci de concision, seule ma charge actuelle est reportée dans les tableaux 1.1 et 1.2. Dans ces tableaux figurent la matière enseignée, la description du public (les semestres sont indiqués au sens LMD), le volume horaire et les responsabilités pédagogiques. J'interviens pour la formation initiale et la formation continue des personnels de l'aviation civile. Ces enseignements sont dispensés sous forme de cours magistraux, travaux dirigés (TD), bureaux d'étude (BE), travaux pratiques (TP) et d'apprentissage par projet (APP). Les étudiants concernés par la formation initiale sont les ingénieurs des systèmes électroniques de la sécurité aérienne (ISESA), les ingénieurs ENAC (IENAC), les étudiants de Masters (MSc ASNAT) et de Mastères (ANSEO). En lien avec ma charge d'enseignement, j'ai rédigé et co-rédigé plusieurs supports de cours et sujets de TD/TP. Mes domaines d'enseignement et de recherche sont très proches et permettent une forte synergie entre ces deux activités.

Les modules de la formation IENAC dans lesquels j'exerce des activités d'enseignement sont d'une part la majeure SAT (Télécommunications Aéronautiques et Spatiales) dont l'objectif est de former des spécialistes des systèmes de télécommunications aéronautiques et spatiales et notamment des systèmes de communications, navigation et surveillance de l'aviation civile et d'autre part, la mineure STELA (Systèmes de TÉLÉcommunications Avancés).

Aussi, depuis la réforme de la formation IENAC en 2014, je participe à un cours qui est dispensé par pédagogie active en apprentissage par projet (APP), cette méthode a pour but d'impliquer l'étudiant dans ses apprentissages [1]. Plutôt que de partir du concept puis de les appliquer au travers d'exercices d'applications (démarche déductive), l'étudiant part d'un problème à résoudre qui l'amène à s'approprier les outils lui permettant d'aborder le concept par lui-même (démarche inductive).

Outre les enseignements traditionnels détaillés dans les tableaux 1.1 et 1.2, je participe à l'encadrement et au tutorat de projets d'étudiants, à des soutenances de projets de synthèse et de stages de fin d'études réalisés en entreprises (tableau 1.3).

Ces enseignements représentent une charge moyenne de 61h de cours, 82h de TD/TP et 106h de contact élèves sous formes de bureau d'études (BE), de projets, et d'apprentissage par projet (APP).

1.2.2 Responsabilités pédagogiques

En complément à mes activités d'enseignement, je me suis investi dans certaines responsabilités pédagogiques.

1.2.2.a Professeur référent et gestionnaire de ressources

À l'ENAC, deux fonctions sont associées à la gestion de chaque enseignement [2] :

- *Le professeur référent* (PR) : Il élabore ou participe à l'élaboration du contenu de l'enseignement ou à son évolution. Il est garant, sous l'autorité du chef de département concerné, de la qualité des enseignements et il est en charge de leur amélioration.
- *Le gestionnaire de ressources* (GRP) : Il est chargé, pour une matière donnée et les enseignements qui en découlent, de gérer toutes les ressources nécessaires à la réalisation des interventions, qu'elles soient matérielles ou humaines, par exemple par la sélection d'enseignants vacataires. Il intervient principalement dans la programmation à moyen et long terme.

J'assume ce type de fonctions soit pour des enseignements où j'interviens, soit pour des enseignements donnés par des vacataires extérieurs à l'ENAC. Voici leurs listes :

- *Gestion en tant que PR* : électromagnétisme avancé (IENAC/SAT), antennes (IENAC/ASNAT), Budget-link for space telecommunications (Master ANSEO), Antennes (IENAC/SAT), BE Nanosatellite (IENAC/SAT), BE Software Define Radio (IENAC/STELA), Liaison Optique (IENAC/STELA), Antennes et Propagation (ISESA).
- *Gestion en tant que GRP* : BE Nanosatellite (IENAC/SAT), Liaison Optique (IENAC/SITA), Budget-link for space telecommunications (Master ANSEO).

1.2.2.b Refonte de la formation ingénieur ENAC

l'ENAC a réalisé une refonte des programmes de sa formation Ingénieur ENAC (IENAC) en 2014. Cette réforme a pour but de permettre plus de flexibilité et de lisibilité dans

le cursus ingénieur IENAC. Elle permet de proposer un parcours individualisé à chaque élève tout en préservant une cohérence dans le cursus. Les méthodes pédagogiques, l'internationalisation des étudiants, la synergie des enseignements avec la recherche ainsi que le contenu du cursus ont été réactualisés dans cette réforme.

Durant cette réorganisation, j'ai fait partie du groupe de travail en charge de la synergie Enseignement/Recherche. Nous avons abouti à l'intégration de démarches associées à des activités de recherche dans le cursus initial. Par exemple, certaines mineures consistent à réaliser un projet de recherche dans une des équipes de recherche de l'ENAC. Aussi, la majeure SAT intègre en dernière année un module d'approfondissement ARE (Aerospace Radiofrequency Engineering) qui vise à former des ingénieurs spécialisés en électromagnétisme (conception d'antennes, modélisation, propagation, ...) afin de les préparer à un éventuel troisième cycle.

Matière	Formation	Volume	Observations
Ondes et Propagation dans les Systèmes Aéronautiques	IENAC Tronc commun Semestre 6	6h TD	2 fois/an
Propagation guidée	IENAC Majeure SAT Semestre 7	6h TP	2 fois/an
Radiocommunications	IENAC Majeure SAT Semestre 7	4h TD 4h TP	2 fois/an 2 fois/an
Antennes	IENAC Majeure SAT Semestre 8	10h cours 4h TD 4h TP	PR
Systèmes passifs hyperfréquences	IENAC Majeure SAT Semestre 8	6h tutorat	Apprentissage par projet (APP)
Bureau d'étude nanosatellite	IENAC Majeure SAT Semestre 9	2h BE	GRP, PR
Électromagnétisme avancé	IENAC Majeure SAT Semestre 9	2h cours	PR
Bureau d'étude MIMO	IENAC Mineure STELA Semestre 8	10h BE	
Récepteur logiciel (SDR)	IENAC Mineure STELA Semestre 8	10h BE	PR
Antennas	M.Sc. ASNAT IENAC Mineure GNSS Semestre 8	10h cours 2h TP	En Anglais PR

TABLE 1.1 – Charge d'enseignement ENAC actuelle (partie 1)

Matière	Formation	Volume	Observations
Antennes et Propagation	ISESA Semestre 6	14h cours 4h TD	PR 2 fois/an
Fonctions électroniques HF	ISESA Semestre 6	14h TD	2 fois/an
Hyperfréquences	ISESA Semestre 5	6h TD	2 fois/an
Complément CNS	ISESA Semestre 7	6h cours 2h TD	
Budget-link for spatial Tele-communication	Master ANSEO	3h cours 4h BE	En Anglais GRP, PR
Radiocommunications	Stage formation continue	6h cours	1 à 2 fois/an
Émetteur TELERAD	Stage formation continue	8h TP	1 à 2 fois/an
Base 3R	Stage formation continue	6h cours	

TABLE 1.2 – Charge d’enseignement ENAC actuelle (partie 2).

Matière	Formation	Volume	Observations
Projet de Synthèse	IENAC Majeure SAT Semestre 8 et 9	environ 6 par an	• encadrement
Tutorat de stages de fin d’études	IENAC Majeure SAT Semestre 10	environ 5 par an	• suivi du stage (tutorat) • visite en entreprise
Soutenances de projets et stages	IENAC Majeure SAT Semestre 8, 9 et 10	environ 16 par an	

TABLE 1.3 – Tutorat, suivi des étudiants et soutenances

1.3 Recherche

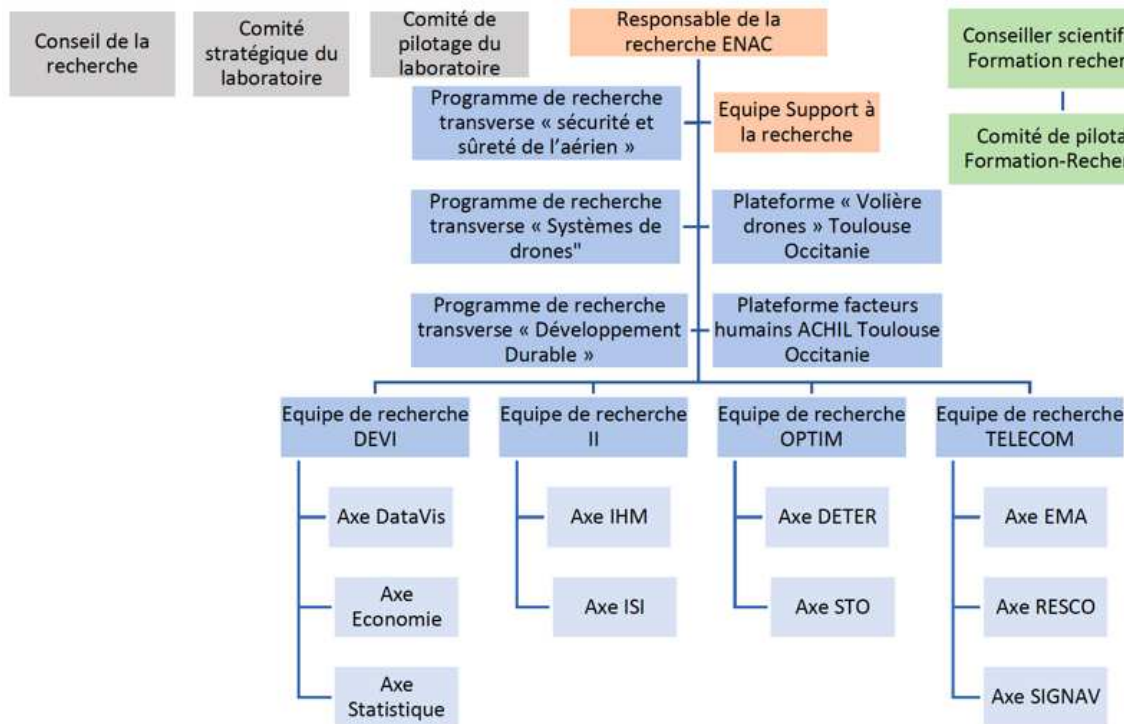


FIGURE 1.1 – Organigramme de la recherche ENAC

Dans l'organigramme du laboratoire de recherche ENAC présenté sur la figure 1.1, j'occupe le poste d'enseignant-chercheur au sein de l'axe de recherche EMA (Électromagnétisme et Antennes) qui est rattaché à l'équipe de recherche TELECOM dont la thématique est l'étude des systèmes de télécommunication du transport aérien. Mes activités de recherche au sein de cette équipe portent sur la modélisation de la propagation électromagnétique en environnement complexe ainsi que sur la conception de systèmes antennaires compacts. Ces travaux de recherches sont appliqués aux systèmes utilisés par l'aviation civile.

1.3.1 Responsabilités scientifiques et administratives

La partie administrative de mes activités de recherche comprend la prospection de financements et de collaborations, la rédaction de réponses aux appels à projets, tant dans le domaine académique qu'auprès d'industriels et d'institutions publiques. De plus, en collaboration avec le service du support à la recherche (ESR), j'assure le suivi et la valorisation scientifique de ces projets. D'autre part, je gère les licences de logiciels spécifiques et assure la maintenance du parc informatique (10^{aines} de machines) de l'axe de recherche en électromagnétisme. Enfin, j'ai participé à l'organisation d'un séminaire international portant sur l'interaction des ondes électromagnétiques et des éoliennes (EMWT19) qui a eu lieu à l'ENAC et a réuni 70 participants.

1.3.2 Responsabilités et participation à des expertises et des études

En plus de mes activités de recherche et d'enseignement, je participe à des expertises et à des études contractuelles. La liste des études dont j'ai eu la responsabilité et auxquelles j'ai participé est dressée dans le tableau 1.4. Parmi ces études, figurent deux projets européens (AGATHA, EKNOT Voucher) et un projet national (INTENS). Le projet AGATHA a été supervisé par EUROCONTROL dans le cadre de SESAR (Single European Sky ATM Research). Ce programme, mené par l'union européenne et par Eurocontrol, vise à moderniser les systèmes européens de gestion du trafic aérien en concentrant et en coordonnant tous les efforts de recherche et développement nécessaires. Le projet EKNOT a été supervisé par la GSA (European GNSS Agency) qui a pour mission de manager les projets Européen sur les applications GNSS. Le projet INTENS a été subventionné par l'ADEME dans le cadre du développement des énergies renouvelables.

1.3.3 Collaborations

Depuis que je suis enseignant-chercheur à l'ENAC, mes principales collaborations (non confidentielles) sont :

- *Au niveau de l'ENAC* : axes de recherche SigNav et ResCo, programme Drones, plateforme ACHIL.
- *Au niveau national* : DGAC/DTI (Direction Générale de l'Aviation Civile, Direction de la Technique et de l'Innovation), ISAE-SUPAERO, LAAS/CNRS-MINC, DGA (Direction générale de l'Armement), CERFACS (Centre Européen de Recherche et de Formation Avancée en Calcul Scientifique), ADEME (Agence De l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie), Airbus, Rockwells-Collins, Thales AirSystem, ALTYS, Anywaves.
- *Au niveau international* : DFS (autorité de l'aviation civile en Allemagne), Eurocontrol, GSA.

Toutes ces collaborations ont données lieu soit à des participations communes à des projets, soit à des publications, soit à des co-encadrements de thèses.

1.3.4 Rayonnement scientifique

Les données listées ci-dessous illustrent mon rayonnement scientifique :

- Invité lors de conférences internationales (*convened sessions*) : EuCAP 2016 [3], Séminaire éolien [4].
- Participations à des jurys de thèse en tant qu'examinateur et encadrant : Mélusine Pigeon (2010), Jimmy Lominé (2013), Ludovic Claudepierre (2015), Johan Duplouy (2019).

- Relecture pour des revues : TAES (IEEE transactions on Aerospace and Electronic Systems), IJAP (International Journal of Antennas and Propagation), JEMWA (Journal of Electromagnetic Waves and Applications), EUCAP (European Conference on Antennas and Propagation), TAP (IEEE Transactions on Antennas and Propagation), PIER (Progress In Electromagnetics Research), AWPL (IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters) .

1.3.5 Activités d'encadrement

Cette section présente l'ensemble des encadrements que j'ai réalisé. De plus, la liste des publications co-signées avec l'étudiant figure après le sujet du stage ou de la thèse.

Comme indiqué dans le tableau 1.5, j'ai participé à l'encadrement de 6 thèses, dont 4 soutenues et 2 en cours. Pour l'une d'entre elles, j'ai été directeur de thèse à titre dérogatoire. Pour les cinq autres, j'ai été co-directeur.

Les tableaux 1.6 et 1.7 et 1.8 recensent les stages étudiants et post-doctorants que j'ai encadrés et co-encadrés selon leur durée.

Année	Titre	Collaboration	Contributions (jours)
2003	- Etude d'un détecteur de brouilleurs radar	DGAC	20
2004	- Etude tour essai moteur Airbus	DGAC/Airbus	30
2007	- Etude de la précision d'un VOR au voisinage d'éoliennes	DGAC/CERFACS	30
	- Comparaison du diagramme de rayonnement d'une antennes V avec et sans réflecteur	ENAC	5
2008	- Etude comparative de méthodes de calcul de la diffraction d'une dérive d'A380	CERFACS	15
	- Influence d'un champ d'éolienne sur un VORC	DGAC	10
	- Influence d'un bâtiment aéroportuaire sur la propagation d'une antenne VHF	DGAC	10
	- Conception et réalisation d'un filtre passe bande VHF et d'une antenne active appliqué à la réception d'un signal VOR sur drone	ENAC	40
2010	- Antennes GSM et GPS pour balise antivol	Confidentiel	80
2011	- Evaluation du niveau du champ reçu par le radar de Lyon en présence du relief éclairé par le radar d'ambrieu	DGAC	10
	- Impact de la coiffe d'un bâtiment d'EDF sur le Radar de Saclay	EDF	30
	- Etude d'un système de positionnement automatique pour drone	ENAC	15
	- Etude d'une antenne auto-directive	ENAC	20
2012	- Etude de la face Est du bâtiment 'Campus-EDF' à proximité du radar secondaire de Saclay	EDF	20
2013	- Etude de faisabilité de simulateur d'antennes	Rockwells-Collins	12
	- Etude de l'impact du bâtiment logistique airbus à proximité du radar secondaire de Blagnac	Airbus	35
2014	- Expertise on the interaction between wind turbines and DVOR facilities of the air navigation services	DFS	10
	- Effect of the WPD windfarm project at Buckow on the DVOR of Klasdorf (DE)	DGAC	5
	- Modèles de propagation pour l'utilisation de la LTE dans les futurs systèmes de communications de l'aviation générale (Projet AGATHA)	SESAR (Altys)	5
	- INTERactions Eoliennes/Navigation/Surveillance (Projet INTENS)	Thales/ADEME	10
2015	- Etude de l'impact du bâtiment « AIRLOGII » d'Airbus à proximité du radar secondaire et primaire de Blagnac	Airbus	20
2016	- Évaluation de la SER d'une nacelle d'éolienne	Confidentiel	7
	- Etude et conception d'une antenne pour application aéronautique	Confidentiel	43
2017	- Etude et conception d'une antenne pour application aéronautique	Confidentiel	26
	- GNSS antenna performance and improvement recommendation in real environment (Projet EKNOT)	Confidentiel	15

TABLE 1.4 – Expertises et études contractuelles

Période	Détails
2008-2011	<p>Mélusine Pigeon <i>Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux – Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature</i> [5, 6, 7, 8] Doctorat de l'INP Toulouse (ED GEET), financement PRES Directeur de thèse : H. Aubert (30%), co-directeur : C. Morlaas (70%) Soutenue le 17 décembre 2011</p>
2011-2014	<p>Jimmy Lominé <i>Etude d'antenne vectorielle appliqué à la goniométrie 3D</i> [9, 10, 11] Doctorat de l'INP Toulouse (ED GEET), financement CIFRE et Rockell-Collins, Directeur de thèse : H. Aubert (30%), co-directeur : C. Morlaas (70%) Soutenue le 27 novembre 2014</p>
2012-2015	<p>Ludovic Claudepierre <i>Etude des infrastructures éolien à proximité des équipements RF de la DGAC (radar, VOR)</i> [12, 13, 14, 15, 16, 3, 17, 18, 19] Doctorat de l'INP Toulouse (ED GEET), financement DGAC/DTI, ENAC Directeur de thèse : C. Morlaas (50%), co-directeur : R. Douvenot (50%) Soutenue le 10 décembre 2015</p>
2015-2019	<p>Johan Duploux <i>Antenne vectorielle appliquée à la goniométrie 3D, Berne, Suisse multifrequence multipolarisation</i> [20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27] Doctorat de l'INP Toulouse (ED GEET), financement région Midi-Pyrénées et DGA Directeur de thèse : H. Aubert (30%), co-directeur : C. Morlaas (70%) Soutenue le 14 janvier 2019</p>
2016-2020	<p>Seif Ben-Hassine <i>Modélisation de l'effet des éoliennes sur les équipements de radionavigation et surveillance</i> [28, 29, 30, 31, 32] Doctorat de l'Université Paul Sabatier (ED-GEET), financement DGAC/DTI et région Midi-Pyrénées Directeur de thèse : A. Chabory (33%), co-directeur : C. Morlaas (33%), R. Douvenot (33%) Soutenance prévue en juin 2020</p>
2018-2021	<p>Carlos David Morales Pena <i>Antennes Compactes à base de Technologie Additive répondant à des Contraintes en Rayonnement pour Drones et Nanosatellites</i> [33] Doctorat de l'Université Paul Sabatier (ED-GEET), financement région Midi-Pyrénées et ENAC Directeur de thèse : A. Chabory (25%) , co-directeur : R. Pascaud (25%), C. Morlaas (25%), Marjorie Grzeskowiak (25%)</p>

TABLE 1.5 – Liste des thèses co-encadrées

Date	Détails
2002	Pierre Durel <i>Etude et réalisation d'un répartiteur pour réseau d'antennes DGPS</i> DESS Opto-Hyper Université Montpellier III
2003	Karima Bettayeb <i>Utilisation et transformation spectrale pour la modélisation du champ électromagnétique au voisinage de l'antenne</i> DEA MOTO Université Paul Sabatier, Toulouse
2008	Nabigh Med-Achraf <i>Simulateur de propagation par équation parabolique appliqué aux systèmes de radionavigation</i> Stage PFE Académie Mohammed VI de l'aviation civile, ONDA, Maroc
2009	Bedhai <i>Propagation par équation parabolique</i> Master MOTO Université Paul Sabatier, Toulouse
2012	Khalil Boukhobza <i>Influence de la neige sur le radôme d'un radar mode S</i> Stage PFE ENAC, Toulouse
2014	Hang Zhou <i>Aide à la modélisation des systèmes ILS par équation parabolique</i> Stage PFE ENAC, Toulouse

TABLE 1.6 – Liste des stages de fin d'étude co-encadrés (5 à 6 mois)

Date	Détails
2013	Abel Charrier <i>Etude d'un banc de calibration pour réseau d'antennes patch</i> Stage ENAC ENAC, Toulouse
2016	Xavier Galzi <i>Modèle paramétrique d'une antenne à bi-polarisation circulaire</i> Stage ENAC ENAC, Toulouse
2019	Benjamin Giraudon <i>Validation d'un modèle de propagation basé sur l'optique physique</i> Stage ENAC ENAC, Toulouse

TABLE 1.7 – Liste de stages courte durée (1 mois)

Date	Détails
2016	Capucine Amielh <i>Influence d'un bâtiment métallique à proximité d'un radar primaire et secondaire</i> Ingénieur de recherche de 2 mois ENAC, Toulouse
2016	Amal Harrabi <i>Etude d'une antenne de diagramme de rayonnement hémisphérique en polarisation circulaire</i> Post-doctorat de 9 mois ENAC, Toulouse

TABLE 1.8 – Liste des ingénieurs et post-doctorants encadrés

1.4 Liste de publications

Ci-dessous se trouve la liste de mes publications, classées par type et par année.

1.4.1 Chapitres de livres

- [B1] A. Chabory, C. Morlaas, and B. Souny, “Miniaturized Antennas for Vehicular Communication Systems,” in *International Workshop on Communication Technologies for Vehicles*, pp. 15–20, Springer, May 2017.

1.4.2 Journaux

- [J1] C. Morlaas, M. Fares, and B. Souny, “Wind turbine effects on VOR system performance,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no. 4, pp. 1464–1476, 2008.
- [J2] J. Lominé, C. Morlaas, and H. Aubert, “Novel vector sensors design with three co-located or distributed elements for the 3D DoA estimation,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 57, pp. 207–220, 2014.
- [J3] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory, “Helical-ring antenna for hemispherical radiation in circular polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4693–4701, 2015.
- [J4] J. Lominé, C. Morlaas, C. Imbert, and H. Aubert, “Dual-band vector sensor for direction of arrival estimation of incoming electromagnetic waves,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3662–3671, 2015.
- [J5] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Assessment of the shadowing effect between windturbines at VOR and radar frequencies,” *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies*, vol. 16, pp. 1–6, 2016.
- [J6] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Pouliguen, P. Potier, and C. Djoma, “Reconfigurable grounded vector antenna for 3D electromagnetic direction finding applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 197–200, 2017.
- [J7] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “A deterministic VOR error modelling method – application to wind turbines,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 53, no. 1, pp. 247–257, 2017.
- [J8] B. Souny and C. Morlaas, “Usage of characteristic modes with specific boundary conditions for wide-band antenna design : application to a cage loaded monopole antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 3819–3829, 2018.
- [J9] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband and Reconfigurable Vector Antenna using Radiation Pattern Diversity for 3-D Direction-

of-Arrival Estimation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 3586–3596, 2019.

- [J10] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband Vector Antenna for Dual-Polarized and 3-D Direction Finding Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, pp. 1572 – 1575, Aug. 2019.

1.4.3 Conférences

- [C1] C. Morlaas, J.-C. Mollier, and J. Isbert, “Optoelectronic microwave signal generation,” in *Proc. SPIE 4016, Photonics, Devices, and Systems*, (Prague, Czech Republic), Dec. 1999.
- [C2] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Highly compact composite antenna,” in *APS/URSI 2009, Antennas and Propagation Society International Symposium*, (Charleston, United States), pp. 1–5, June 2009.
- [C3] C. Morlaas, A. Chabory, and B. Souny, “Propagation model for estimating VOR bearing errors in the presence of windturbines - hybridation of parabolic equation with physical optics,” in *EuCAP10, 4th European Conference on Antennas and Propagation*, (Barcelona, Spain), pp. 1–5, Apr. 2010.
- [C4] B. Souny, C. Morlaas, and A. Chabory, “Compact self-directional antenna based on a helical ring,” in *APS/URSI 2010, Antennas and Propagation Society International Symposium*, (Toronto, Canada), pp. 1–4, July 2010.
- [C5] A. Chabory, C. Morlaas, and B. Souny, “Efficiency characterization of vector-sensor antennas with distributed elements for 3D direction finding,” in *APWC 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 819–822, Sept. 2011.
- [C6] C. Morlaas, A. Chabory, B. Souny, and G. Hattenberger, “Compact helical ring antenna for iridium communication on UAV,” in *ETTC 2011, European Test and Telemetry Conference*, (Toulouse, France), June 2011.
- [C7] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory, “Slot planar antenna on metallic support with large bandwidth,” in *EUROPAC 2011, 5th European Conference on Antennas and Propagation*, (Rome, Italy), pp. 475–479, Apr. 2011.
- [C8] M. Pigeon, C. Morlaas, and H. Aubert, “A dual-band high impedance surface mounted with a spiral antenna for GNSS applications,” in *APWC 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 994 – 997, Sept. 2011.
- [C9] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and B. Souny, “An exact spectral representation of the wave equation for propagation over a terrain,” in *ICEAA 2012, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Cape Town, South Africa), pp. 717–720, Sept. 2012.
- [C10] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and B. Souny, “Reduction of the sensor number in distributed vector-antennas for 3D direction finding,” in *ANTEM 2012*,

- 15th International Symposium of ANtenna Technology and applied ElectroMagnetics*, (Toulouse, France), pp. 1–5, June 2012.
- [C11] R. Douvenot, C. Morlaas, A. Chabory, and B. Souny, “Matrix split-step resolution for propagation based on an exact spectral formulation,” in *APWC 2012, Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Cape Town, South Africa), pp. 562–565, Sept. 2012.
- [C12] A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “An exact vectorial spectral representation of the wave equation for propagation over a terrain in 3D,” in *APWC 2013, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 907–910, Sept. 2013.
- [C13] R. Douvenot, C. Morlaas, and A. Chabory, “A theoretical study of the boundary conditions for parabolic equation,” in *APWC 2013, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (France), pp. 684–687, Sept. 2013.
- [C14] J. Lominé, C. Morlaas, and H. Aubert, “Method for vector sensor design based on a spherical mode approach for 3D DoA estimation,” in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Gothenburg, Sweden), pp. 1–5, Apr. 2013.
- [C15] L. Claudepierre, R. Douvenot, and C. Morlaas, “A simple and accurate electromagnetic model of a windturbine blade at radar frequency,” in *ICEAA 2014, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Palm Beach, Aruba), pp. 253–256, Aug. 2014.
- [C16] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory, “Cage-shaped wideband antenna based on folded monopoles,” in *ISAP 2014, International Symposium on Antennas and Propagation*, (Taiwan, Taiwan), pp. 1–2, Dec. 2014.
- [C17] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Assessment of the shadowing effect between windturbines,” in *EuCAP, 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation*, (Lisbon, Portugal), pp. 1–4, Apr. 2015.
- [C18] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Influence of the lightning protection of blades on the field scattered by a windturbine,” in *EuCAP, 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation*, (Lisbon, Portugal), EurAAP, Apr. 2015.
- [C19] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “A method for computing the VOR multipath error-Comparisons with in-flight measurements,” in *EuCAP 2016, 10th European Conference on Antennas and Propagation*, (Davos, Switzerland), pp. 1–4, IEEE, Apr. 2016.
- [C20] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “VOR multipath error in the presence of windfarms,” in *EMWT 2016*, (Fraunhofer FHR, Wachtberg, Germany), pp. 1–2, Dec. 2016.
- [C21] R. Douvenot, L. Claudepierre, A. Chabory, and C. Morlaas, “Probabilistic VOR error due to several scatterers - Application to wind farms,” in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP2017)*, (Paris, France), Mar. 2017.

- [C22] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, P. Pouliguen, and C. Djoma, “Grounded colocated antennas for wideband vector sensor applications,” in *APS/URSI 2017, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting.*, (San Diego, United States), pp. 1–2, July 2017.
- [C23] S. Ben-Hassine, A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “VOR times series for an aircraft trajectory in the presence of wind turbines,” in *MIKON 2018 , 22nd International Microwave and Radar Conference*, (Poznan, Poland), pp. 116–118, May 2018.
- [C24] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, P. Pouliguen, and C. Djoma, “3D direction-of-arrival estimation using a wideband vector antenna,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI 2018)*, APS/URSI 2018, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, (Boston, MA, United States), pp. 197–200, July 2018.
- [C25] A. Blais and C. Morlaas, “Using GNU Radio Companion to improve student understanding of signal processing theory through VHF Omni-Directional Range (VOR) signal demodulation,” in *European GNU Radio Days 2019*, (Besançon, France), June 2019.
- [C26] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband vector antenna using radiation pattern reconfigurability for 3-d direction finding,” in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pp. 1485–1486, IEEE, 2019.
- [C27] C. D. Morales Peña, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, and G. Mazingue, “Single-fed circularly polarized dielectric resonator antenna using a uniaxial anisotropic material,” in *The IET Conference on Antennas and Propagation (APC2019)*, (Birmingham, United Kingdom), Nov. 2019.
- [C28] C. Morlaas, J. Duploux, and A. Chabory, “Characterization of a 8-Ports Vector Antenna for Measurement Applications,” in *International Conference on Antenna Measurements and Applications (2019 IEEE CAMA)*, (kuta, Indonesia), Oct. 2019.
- [C29] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and H. Galiègue, “Methodology for Assessing the Impact of Wind Turbines on Civil Aviation Primary and Secondary Radars,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.
- [C30] A. Chabory, S. Ben-Hassine, C. Morlaas, and R. Douvenot, “A Statistical Model for Assessing the Impact of Wind Turbines on Conventiional VOR,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.
- [C31] S. Ben-Hassine, A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “An Analytic Formulation of the Doppler VOR Multipath Error for a Digital Receiver -Comparaisons with the Odunaiya Expression,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.

1.4.4 Conférences nationale et séminaires

- [D1] C. Morlaas, J.-C. Mollier, and J. Isbert, “Génération optoélectronique d’un signal microonde de bonne pureté spectrale,” in *Proc. OHD’99, Colloque international Optique Hertzienne et Diélectriques*, (Besançon, France), Sept. 1999.
- [D2] C. Morlaas, J.-C. Mollier, and J. Isbert, “Oscillateur local optoélectronique pour Lidar.” , Dec. 1999.
- [D3] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Conception d’une antenne miniature pour application GPS,” in *JNM 2009, 16ème Journées Nationales Micro-ondes*, (Grenoble, France), pp. 1–4, May 2009.
- [D4] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Surface haute impédance à motifs miniatures,” in *JNM 2011, 17èmes Journées Nationales Micro-ondes*, (Brest, France), pp. 1–4, May 2011.
- [D5] L. Claudepierre, R. Douvenot, and C. Morlaas, “Simulation de l’influence d’éoliennes sur un signal VOR,” in *GdR Ondes 2013, Assemblée générale Interférences d’Ondes*, (Dijon, France), Oct. 2013.
- [D6] A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “Influence d’obstacles proches sur les radars de l’Aviation Civile.” , June 2015.
- [D7] A. Chabory, C. Morlaas, and C. Macabiau, “Simulation du retard de groupe d’une antenne bibande GNSS pour application aéronautique.” , June 2015.
- [D8] J. Duploux, C. Morlaas, and H. Aubert, “Dipôle magnétique large-bande pour la radiogoniométrie 3D à l’aide d’une antenne vectorielle,” in *JNM 2017, XX èmes Journées Nationales Microondes*, (Saint-Malo, France), pp. 1–4, May 2017.
- [D9] A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “Recherche avancée sur les interférences induites par les éoliennes sur les systèmes CNS,” in *Séminaire éolien : améliorer la coordination entre procédures fédérales et cantonales.*, (Berne, Switzerland), Sept. 2017.
- [D10] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Antenne vectorielle large bande et à diversité de diagramme pour la radiogoniométrie 3d,” in *JNM 2019, 21èmes Journées Nationales Microondes*, (Caen, France), pp. 1–4, May 2019.

Chapitre 2

Contribution à la conception d'antennes de taille réduite.

Mes travaux de recherche décrits dans ce chapitre portent sur les techniques permettant de réduire la taille des antennes tout en préservant leurs caractéristiques. Ils correspondent aux travaux réalisés durant les thèses [34, 35, 36] ainsi que des projets de recherche propre. Les résultats de ces travaux ont été proposés dans différentes publications [37, 38, 39, 40, 41]

2.1 Contexte

Les motivations visant à réduire la taille des antennes sont toujours d'actualité bien que les fréquences d'utilisation aient progressivement augmentées au cours du temps. L'intérêt de réduire les dimensions d'une antenne est commun à de nombreuses applications. Il est motivé par les problématiques d'encombrement liées à la multiplication d'antennes dans les systèmes connectés, par la réduction du coût de fabrication et enfin par la réduction de poids. En effet, en réduisant leur taille, le nombre d'antennes peut être augmenté sur une surface disponible fixée. Il permet notamment de faciliter l'intégration de l'antenne sur un porteur de petite taille. Cela peut s'adresser aussi bien aux objets connectés tels que les appareils de communications mobiles, les ordinateurs portables, les récepteurs GPS, etc. Dans notre cas nous nous intéressons plutôt aux petits véhicules comme par exemple les drones ou les nano-satellites mais la démarche se veut générale à tout système utilisant des antennes.

2.2 État de l'art sur la réduction de taille d'une antenne résonante

Cette partie est consacrée aux principes généraux qui sous-tendent la réduction de dimensions d'antennes. Nous verrons qu'en première approximation une antenne résonante

peut être caractérisée par une longueur électrique afin de déterminer ses paramètres électriques. Puis, la théorie de Bloch-Floquet permettant de déterminer les dimensions d'une antenne de taille réduite sera présentée.

2.2.1 Principes généraux

On considère une petite antenne constituant un résonateur électromagnétique. Elle supporte alors plusieurs modes résonants dont le fondamental correspond généralement à la fréquence de fonctionnement (f_0) attendue auquel est associé une distribution de champ électrique et magnétique.

Si on considère une ligne de transmission supportant un mode TEM dans laquelle une discontinuité est réalisée afin de créer une résonance électromagnétique, la fréquence de résonance associée dépend alors de la longueur (L_p) et des conditions de fermeture (conditions aux limites) de cette portion de ligne. Par ailleurs, ce mode résonant peut être assimilé à celui d'une petite antenne résonante de même dimension que la portion de ligne. On peut alors écrire quelques relations permettant de dimensionner une antenne à partir de ce principe.

Considérons par exemple un tronçon de ligne tronqué à la dimension (L_p). La première fréquence de résonance associée apparaît lorsque $L_p = \lambda/2$ et vaut

$$f_0 = \frac{c}{2L_p} \quad (2.1)$$

avec c la vitesse de phase du mode fondamental se propageant dans la ligne

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \quad (2.2)$$

avec ε la permittivité et μ la perméabilité du milieu propagatif, ε_r , μ_r la permittivité et perméabilité relative et c_0 la célérité dans le vide.

On peut associer à cette fréquence de résonance une longueur électrique (L_{elec}) telle que

$$f_0 = \frac{c_0}{2L_{elec}} \quad (2.3)$$

avec

$$L_{elec} = \frac{\lambda_0}{2} = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r}L_p \quad (2.4)$$

Par ailleurs, la densité de courant de déplacement associée au champ électrique du mode peut être modélisée par une capacité localisée (C_l) tandis que la densité de courant de conduction associée au champ magnétique peut être modélisée par une inductance localisée (L_l). Ces deux quantités sont reliées à la vitesse de phase par

$$c = \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{L_l C_l}}. \quad (2.5)$$

Ainsi, l'augmentation de ε et μ revient à augmenter respectivement la capacité (C_l) et l'inductance (L_l) localisée. L'augmentation de ces paramètres sans modifier les dimensions

de l'antenne (L_p) revient à faire diminuer la vitesse de phase c et donc la fréquence de résonance de l'antenne. Autrement dit, si on augmente la valeur de la capacité ou de l'inductance localisée, on peut diminuer les dimensions physiques de l'antenne pour conserver sa fréquence de résonance.

La capacité et l'inductance localisées dépendent de la géométrie des conducteurs et des matériaux diélectriques. Ainsi, pour contrôler la valeur de ces éléments réactifs et donc la fréquence de fonctionnement, on peut intervenir soit sur :

- la forme de l'antenne : le principe consiste à modifier la forme des parties métalliques constituant l'antenne. Les structures métalliques qui sont support des courants de conduction (champ magnétique dominant) agissent sur l'inductance équivalente tandis que les structures métalliques disjoints qui sont à l'origine des courants de déplacement (Champ électrique dominant) agissent sur la capacité équivalente.
- le matériau de l'antenne : le principe consiste à utiliser des matériaux à forte permittivité de façon à augmenter les courants de déplacements entre les conducteurs électriques de l'antenne et donc les capacités localisées.

Selon la complexité de la forme de l'antenne, l'établissement d'un modèle de circuit équivalent énoncé précédemment est difficile, notamment pour relier les dimensions de l'antenne aux valeurs de la capacité et de l'inductance localisées. L'approche que nous proposons est d'utiliser la théorie de Bloch-Floquet relative aux structures périodiques.

2.2.2 Technique de miniaturisation à l'aide d'une analyse de Bloch-Floquet

Cette partie présente une technique visant à déterminer les dimensions d'une antenne de taille réduite basée sur le formalisme de Bloch-Floquet.

2.2.2.a Rappel du théorème de Bloch-Floquet

Le théorème de Bloch-Floquet permet de décomposer le champ électromagnétique existant dans un milieu périodique (surface périodique) en modes de Bloch-Floquet [42].

On considère un matériau constitué d'un réseau de cellules identiques notées U réparties spatialement de façon périodique. La variable \mathbf{x} de \mathbb{R}^3 décrit un point du matériau périodique tel que $M(\mathbf{x} + \mathbf{x}_n) = M(\mathbf{x})$ et on note $\mathbf{x}_n = n_1\mathbf{a}_1 + n_2\mathbf{a}_2 + n_3\mathbf{a}_3$ où $n_i \in \mathbb{Z}$ et les \mathbf{a}_i correspondent aux vecteurs de base du réseau.

Soit \mathbf{b}_i la base bi-orthogonale tel que $\mathbf{a}_i \cdot \mathbf{b}_j = 2\pi\delta_{ij}$ qui définit la cellule U' dans le domaine réciproque. Un vecteur du réseau réciproque est noté $\mathbf{k}_n = n_1\mathbf{b}_1 + n_2\mathbf{b}_2 + n_3\mathbf{b}_3$ tel que $\mathbf{b}_1 = \frac{2\pi}{|U|}\mathbf{a}_2 \times \mathbf{a}_3$, $\mathbf{b}_2 = \frac{2\pi}{|U|}\mathbf{a}_3 \times \mathbf{a}_1$, $\mathbf{b}_3 = \frac{2\pi}{|U|}\mathbf{a}_1 \times \mathbf{a}_2$. avec $|U| = \mathbf{a}_1 \cdot (\mathbf{a}_2 \times \mathbf{a}_3)$.

Ainsi, le théorème de Bloch-Floquet s'énonce comme :

Toutes fonctions $u(\mathbf{x})$ admettant une transformée de Fourier est représentable de manière

suiivante

$$u(\mathbf{x}) = \int_{U'} \tilde{u}(\mathbf{x}, \mathbf{k}) e^{j\mathbf{k}\cdot\mathbf{x}} dv_k \quad (2.6)$$

avec $\tilde{u}(\mathbf{x}, \mathbf{k})$, l'amplitude de Bloch-Floquet. C'est une fonction U périodique en \mathbf{x} qui a pour expression

$$\tilde{u}(\mathbf{x}, \mathbf{k}) = \sum_{n \in \mathbb{Z}^3} \hat{u}(\mathbf{k} + \mathbf{k}_n) e^{j\mathbf{k}_n \cdot \mathbf{x}} = \frac{|U|}{(2\pi)^3} \sum_{n \in \mathbb{Z}^3} u(\mathbf{x} + \mathbf{x}_n) e^{-j\mathbf{k}\cdot(\mathbf{x} + \mathbf{x}_n)} \quad (2.7)$$

avec $\hat{u}(\mathbf{k})$ la transformée de Fourier de $u(\mathbf{x})$.

L'amplitude de Bloch-Floquet peut donc se décomposer en série de Fourier.

Ainsi, les conditions aux limites (dites de Bloch-Floquet) sont périodiques avec déphasages dans le domaine réciproque de valeurs $\mathbf{k} \in U'$. Ainsi, U' est arbitraire mais de part la périodicité, il existe un domaine particulier appelé zone de Brillouin qui contient le plus petit représentant de chaque classe \mathbf{k}_0 définit comme l'ensemble $[\mathbf{k}_0, \mathbf{k} = \mathbf{k}_0 + \mathbf{k}_n]$.

L'ensemble des valeurs de pulsation ω_n avec $n \in \mathbb{Z}^3$ fonction de \mathbf{k} constitue le diagramme de dispersion généralement tracé pour la première zone de Brillouin.

Pour une surface périodique contenant le vecteur $\mathbf{x} = x_1 \mathbf{a}_1 + x_2 \mathbf{a}_2$ décrivant la première zone de Brillouin. La représentation de Bloch-Floquet s'applique pour les deux dimensions décrivant le réseau et la troisième dimension est une condition de rayonnement en espace libre. Ce qui représente un guide d'onde d'axe noté $\hat{\mathbf{z}}$ avec conditions aux limites périodiques plus déphasage dans le plan du réseau dont les modes sont ceux de Bloch-Floquet à deux dimensions. La relation générale (2.6) s'écrit alors

$$u(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \int_{U'} \tilde{u}(\mathbf{x}, \mathbf{k}, \mathbf{z}) e^{j\mathbf{k}\cdot\mathbf{x}} dv_k \quad (2.8)$$

L'étude des champs dans la zone de Brillouin permet de connaître les champs dans l'ensemble du milieu constitué du réseau de cellule périodique.

L'ensemble des valeurs de pulsation ω_n avec $n \in \mathbb{Z}^2$ fonction de \mathbf{k} constitue le diagramme de dispersion.

Dans le cas d'un milieu périodique selon une dimension, la représentation de Bloch-Floquet s'applique dans la dimension de la périodicité et les autres dimensions constituent des conditions aux limites appropriées au problème.

2.2.2.b Réduction de la longueur d'une antenne

Le principe de miniaturisation appliqué à une petite antenne résonante consiste à établir un modèle de ligne à partir de la géométrie de l'antenne. Ce modèle permet de déterminer la vitesse de phase de l'onde propagative dans cette ligne et ainsi d'en déduire la longueur physique de l'antenne.

On peut alors utiliser la relation (2.4) permettant de dimensionner l'antenne.

L'outil proposé pour dimensionner l'antenne est alors le diagramme de dispersion d'une ligne fictive en utilisant la théorie de Bloch-Floquet [42]. En effet, en considérant un tronçon de ligne terminé par des conditions aux limites périodiques (CLP), celle-ci se comporte comme une ligne infinie constituée de cellules élémentaires réparties périodiquement tel que représentée sur la figure 2.1. On peut alors en déduire la dimension correspondant à la première résonance quelle que soit sa forme et ses caractéristiques électriques à partir du rapport des vitesses de phase d'une ligne connue et d'une ligne structurée représentant l'antenne modélisée par le motif d'une cellule élémentaire.

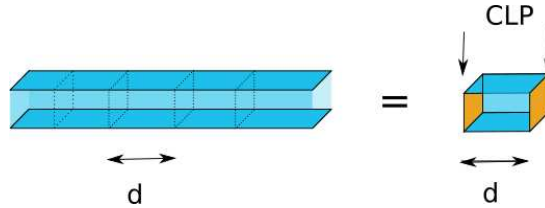


FIGURE 2.1 – Ligne de transmission et cellule élémentaire correspondante

2.2.2.c Réduction de la hauteur d'une antenne

L'étude du comportement électrique d'un matériau surfacique de type haute impédance (HIS) ou conducteur magnétique artificiel (AMC) est abordée à partir de la théorie de Bloch-Floquet. Ce type de surface permet de réduire le profil d'une antenne. Un conducteur magnétique artificiel (AMC) est considéré comme une surface dont les propriétés électromagnétiques se rapprochent d'un conducteur magnétique parfait (PMC). Ce type de matériau, n'existant pas à l'état naturel, fait partie des métamatériaux dont les propriétés particulières ont été énoncées par Veselago en 1968 [43] puis démontrés expérimentalement à partir de structures résonantes périodiques de petites dimensions devant la longueur d'onde au début des années 2000 [44], [45].

Dans le cas d'antennes embarquées sur des porteurs mobiles, une des contraintes majeure est la réduction de traînée engendrée par l'antenne. Une des façons permettant de réduire l'effet de l'antenne sur l'aérodynamisme du porteur est de réduire sa hauteur (profil).

Généralement, le matériau constituant le porteur (support de l'antenne) est de nature métallique. Pour garantir une bonne efficacité de rayonnement d'une antenne supportant des courants électriques à proximité d'une surface métallique (PEC), l'antenne doit être à une distance optimale d'un quart de longueur d'onde. Ainsi, si la surface PEC est remplacée par une surface dont les propriétés sont duales, c'est à dire, une surface PMC, il est nécessaire de plaquer l'antenne supportant des courants électriques sur la surface PMC afin de favoriser un rayonnement maximal. Le profil de l'antenne est alors fortement réduit. Ce principe est illustré sur la figure 2.2.

Tout d'abord, rappelons les paramètres qui permettent de caractériser un AMC.

Pour caractériser une surface AMC nous utilisons une analyse de Bloch-Floquet. La surface est éclairée orthogonalement par le premier mode de Bloch-Floquet (d'ordre 0) d'amplitude E_i^0 en polarisation linéaire. Dans le plan de la surface, le champ total associé au

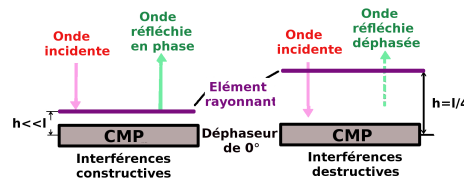


FIGURE 2.2 – Association d’une antenne électrique à un conducteur magnétique artificiel

premier mode de Bloch-Floquet s’écrit

$$E_T = E_i(1 + \Gamma) \quad (2.9)$$

avec Γ , le coefficient de réflexion dans le plan de la surface. Le champ électrique est maximal pour $\Gamma = +1$. Autrement dit, lorsque la phase du coefficient de réflexion s’annule, cette surface se comporte comme un conducteur magnétique.

A basse fréquence la phase du coefficient de réflexion vaut π et la structure se comporte comme un plan métallique. Lorsque la fréquence augmente, la phase du coefficient de réflexion diminue et croise zéro à la fréquence de résonance, à cette fréquence la surface se comporte comme un AMC. Au-dessus de cette fréquence, la phase du coefficient de réflexion continue de diminuer et tend vers $-\pi$. L’excursion de la phase du coefficient de réflexion comprise entre $-\pi/2$ et $\pi/2$ est définie comme la bande passante pour laquelle la métasurface se comporte comme un AMC [46].

2.3 Contribution à la réduction de taille par déformation géométrique

Dans cette partie, sont reportés certains travaux de miniaturisation de différentes antennes basés sur la déformation géométrique des parties métalliques de l’antenne.

2.3.1 Antenne boucle imbriquée

Ce travail a été réalisé dans le cadre de la thèse [35], il est associé aux articles [10, 11].

2.3.1.a Principe mis en oeuvre

Une boucle métallique élémentaire (de petite dimension relativement à la longueur d’onde) qui supporte des courants électriques est équivalente à une source de courant magnétique selon son axe d’enroulement. De plus, cette boucle admet un plan de symétrie dans le plan contenant son axe. De par la théorie des images, ce plan est compatible avec une condition aux limites de type PEC sans modifier la structure des champs. De ce constat, on peut utiliser une demi-boucle sur plan métallique sans modification des propriétés de rayonnement dans le demi-espace supérieur.

La figure 2.3a illustre l'antenne boucle mono-bande réalisée. Afin de rendre cette boucle élémentaire résonante, on crée une discontinuité électrique (capacité C_a) entre le plan métallique et les extrémités de la boucle. Le plan métallique est constitué par la métallisation inférieure du PCB. L'antenne peut alors être représentée par un circuit résonant série LC. La valeur de l'inductance équivalente est proportionnelle au rayon et inversement proportionnelle à la largeur W de la boucle. Le choix de ces paramètres permet de régler la fréquence de résonance. Cette antenne magnétique est excitée par un couplage capacitif série à chaque extrémité de la boucle (C_c) afin de régler l'impédance d'entrée de l'antenne à 50Ω .

Afin de créer une deuxième résonance à une fréquence plus élevée, nous proposons d'intégrer une deuxième boucle de plus petite dimension dans la première. Cette deuxième boucle est couplée en parallèle à la première. La fréquence de résonance est ajustée grâce à l'ajout d'une capacité série dans la boucle. Cette structure permet donc de réaliser une antenne bi-bandes de petite dimension dont le rayonnement est celui d'un dipôle magnétique. L'antenne bi-bandes est représentée sur la figure 2.3b.

La fréquence de fonctionnement basse est de 925 MHz tandis que la fréquence haute est de 1795 MHz.

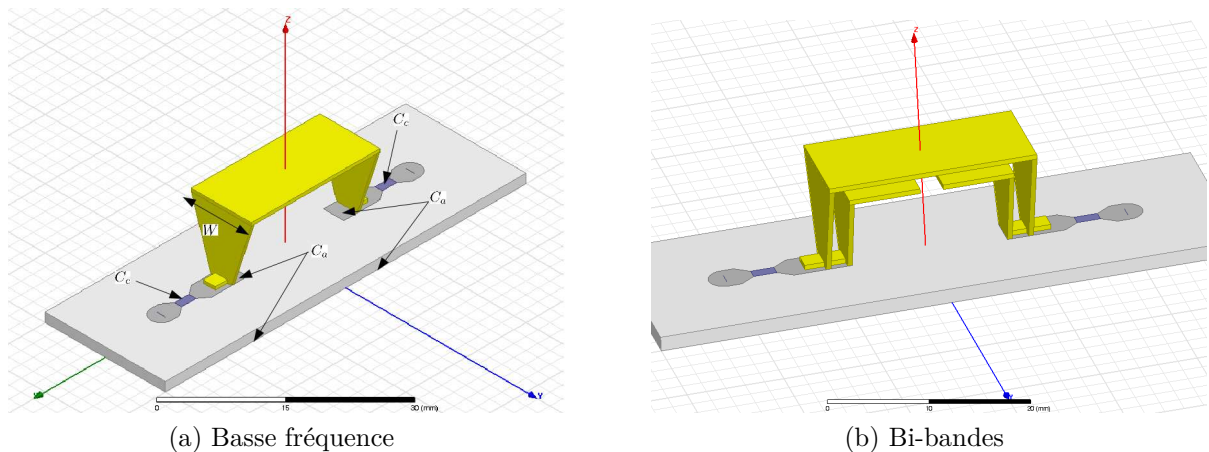


FIGURE 2.3 – Antenne boucle chargée

2.3.1.b Résultats expérimentaux

Le coefficient de réflexion simulé à l'aide du logiciel HFSS et mesuré est donné sur la figure 2.4. On obtient une bande passante à $VSWR < 2$ de :

- $\Delta f/f_0 = 17\%$ pour la bande B : [807MHz-960MHz],
- $\Delta f/f_0 = 10\%$ pour la bande A : [1700MHz-1890MHz].

Le diagramme de rayonnement en directivité est donné sur la figure 2.5 pour chaque fréquence de résonance.

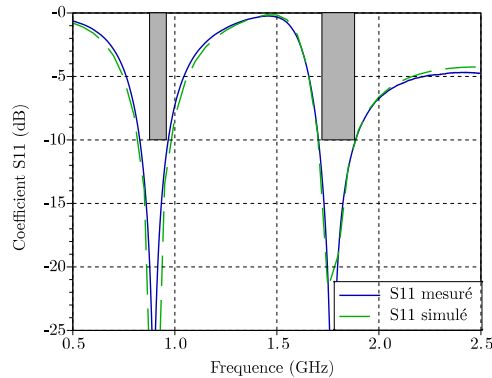


FIGURE 2.4 – Coefficient de réflexion de l’antenne boucle bi-bandes simulé et mesuré

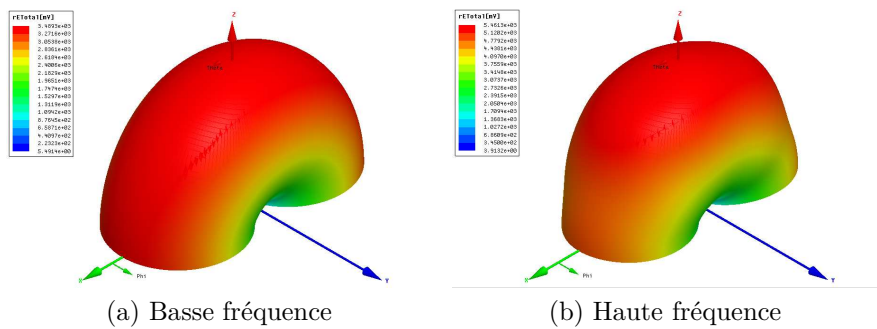


FIGURE 2.5 – Diagramme de rayonnement aux deux fréquences de résonance

2.3.1.c Conclusion

Dans cette étude, nous avons proposé un principe de réduction de taille d’une antenne de type boucle électrique (dipôle magnétique). Nous avons étendu ce principe à une antenne bi-bandes réalisée par imbrication de structures.

2.3.2 Antenne hélicoïdale

Ce travail a été réalisé dans le cadre de la thèse [34], il est associé aux articles [38, 37].

2.3.2.a Principe mis en oeuvre

Le principe de fonctionnement de cette antenne est basé sur le rayonnement d’un dipôle magnétique (antenne hélicoïdale en mode axial) associé à un plan métallique. La figure 2.6 représente cette antenne.

L’antenne hélicoïdale est intégrée dans le substrat (PCB de type verre-téflon) d’un circuit imprimé et est posée sur un deuxième substrat de même type. Ainsi la hauteur des spires ($h = 3.048 \text{ mm}$), la permittivité des substrats ($\epsilon_r = 2.55$) et la distance de séparation des

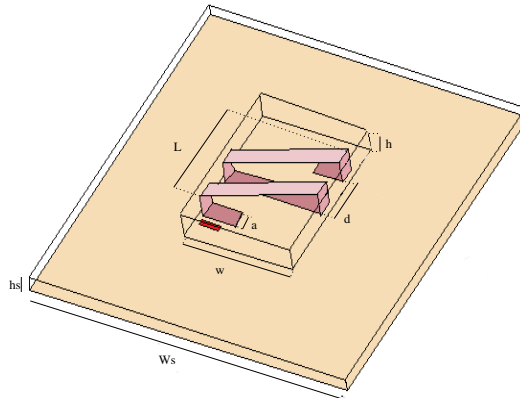


FIGURE 2.6 – Représentation de l'antenne hélicoïdale

spires avec le plan métallique ($hs + h = 4.628 \text{ mm}$) sont fixés par le type de PCB utilisé tandis que la largeur ($W = 15 \text{ mm}$) et le pas des spires ($d = 6 \text{ mm}$) ainsi que la largeur du fil métallique ($a = 2.5 \text{ mm}$) sont fixés pour assurer un rayonnement axial de l'hélice. Pour régler la fréquence de fonctionnement on utilise une analyse de Bloch-Floquet sur un tronçon de cette ligne défini par une période du motif de dimension (d). On détermine ainsi la longueur de l'hélice (L) associée à la fréquence de résonance souhaitée.

Le principe de miniaturisation consiste à réduire la vitesse de phase de l'onde propagative dans le guide d'onde tel que défini en section 2.2.2.b et ainsi de réduire la longueur physique de l'antenne, siège du mode résonant désiré.

Pour cela, nous allons calculer dans un premier temps le diagramme de dispersion d'un guide d'onde connu, constitué d'une ligne micro-ruban droite de largeur (a) et de longueur (d) disposée à une hauteur (hs) d'un plan métallique.

Dans un second temps, nous calculons le diagramme de dispersion d'un guide d'onde constitué d'une cellule irréductible de Brillouin de l'hélice sur un plan métallique tel que décrit précédemment.

Pour les deux types de lignes, la cellule irréductible de Brillouin correspond à un tronçon de ligne de dimension (d), terminé par des conditions aux limites périodiques (CLP). Les parois latérales sont considérées en espace libre. Ainsi, des conditions aux limites de type PML sont appliquées. La configuration de la simulation est représentée sur la figure 2.7.

Pour modéliser les guides d'onde on utilise le logiciel HFSS.

Pour un déphasage (kd) variant de zéro à une dizaine de degrés entre ces deux CL, la pulsation (ω) est calculée et ainsi on trace le diagramme de dispersion pour les deux types de ligne. La pente du diagramme de dispersion représente la vitesse de phase relativement à la longueur du guide (d). Ainsi, le rapport entre les deux pentes nous donne le coefficient de réduction à appliquer à la longueur électrique correspondant à la résonance. En effet la ligne de référence en circuit ouvert admet une résonance lorsque sa longueur est égale à une demi-longueur d'onde dans le vide. Le diagramme de dispersion de ces deux types de lignes est représenté sur la figure 2.8.

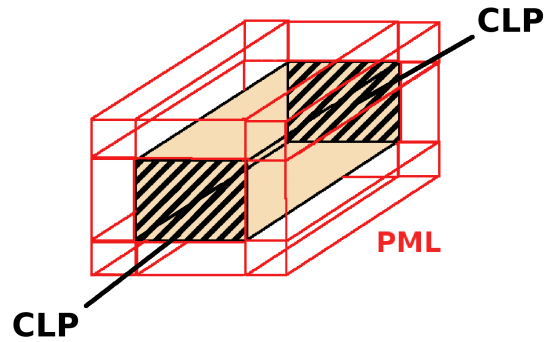


FIGURE 2.7 – Configuration de la simulation pour calculer le diagramme de dispersion

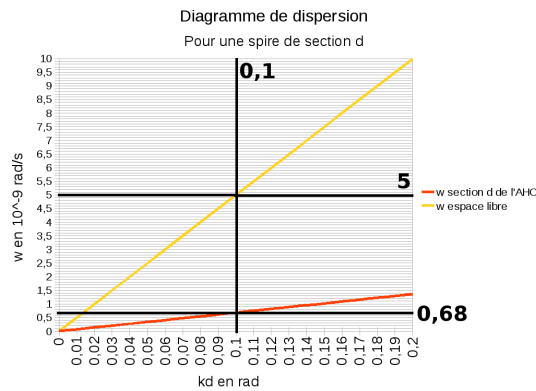


FIGURE 2.8 – Diagramme de dispersion d'une ligne et d'une spire sur plan métallique

Le rapport des vitesses de phase est de 7.3. Pour obtenir une fréquence de résonance de $f_0 = 1575$ MHz, la longueur physique de l'antenne, obtenue à partir de 2.4, doit être de

$$L_{phy} = \frac{c}{c_0} \frac{\lambda_0}{2} = 13 \text{ mm.} \quad (2.10)$$

L'excitation de cette antenne est réalisée à l'aide d'un couplage capacitif tel qu'illustré sur la figure 2.9.

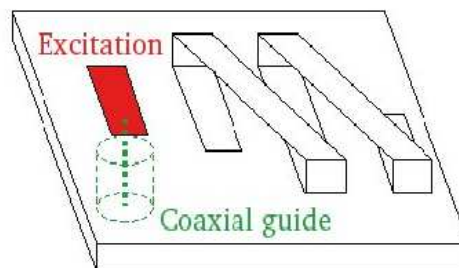


FIGURE 2.9 – Excitation de l'antenne hélicoïdale

2.3.2.b Résultats expérimentaux

Les dimensions de l'antenne simulée sont $L = 15$ mm, $W = 15$ mm, $a = 2.5$ mm, $d = 6$ mm, $h = 3.048$ mm, $W_s = 50$ mm et $h_s = 1.57$ mm. Les effets d'extrémités n'étant pas pris en compte lors du dimensionnement de l'antenne, une correction de 2 mm est nécessaire pour garantir une fréquence de résonance à 1.575 GHz. Les autres paramètres de l'antenne sont inchangés par rapport à la simulation. Le plan métallique de dimension finie ($W_s = 50$ mm et $h_s = 1.57$ mm) est réalisé en conservant la surface métallisée sur une face d'un PCB de substrat diélectrique en verre-téflon ($\epsilon_r = 2.55$). L'antenne finale est représentée sur la Figure 2.10.

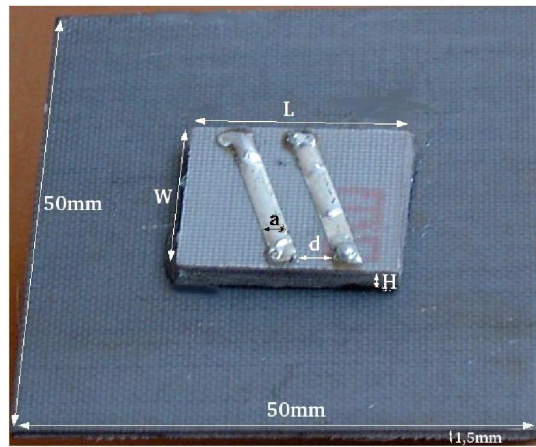


FIGURE 2.10 – Prototype de l'antenne hélicoïdale

Les performances obtenues comparativement à une antenne patch ([47]) de dimension équivalente grâce à l'utilisation d'un substrat de forte permittivité sont résumées dans le tableau 2.1.

	Patch céramique simulé	Antenne hélicoïdale simulée
Permittivité du substrat	50	2.55
Dimension $W \times L \times h$	18x18x4.2mm	15x15x4.57mm
Bande passante	5MHz	6MHz
Efficacité	87%	50%
Gain	3.6 dB	1dB
Directivité	4.2 dBi	4 dBi
Polarisation	Rectiligne	Rectiligne

TABLE 2.1 – Comparaison des performances d'un patch commercialisé et de l'antenne proposée en simulation (plan métallique de 50×50 mm).

La figure 2.11 représente le diagramme de rayonnement en directivité d'une antenne patch commercialisée et de l'antenne proposée. Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée est similaire à celui du patch sans utiliser de diélectrique de forte permittivité.

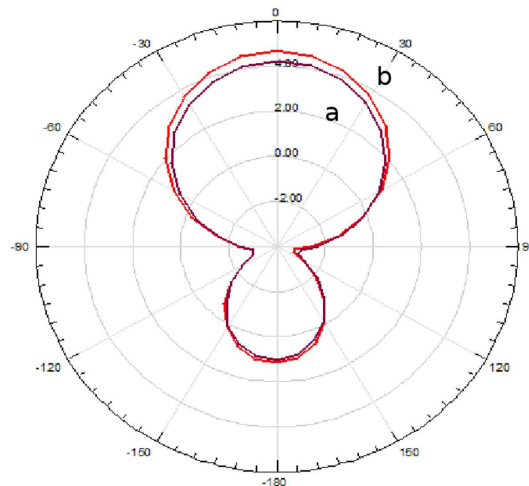


FIGURE 2.11 – Directivité (dBi) d'un patch commercial (b) et de l'antenne hélicoïdale proposée (a)

2.3.2.c Conclusion

Dans cette étude, nous avons proposé une nouvelle structure d'antenne miniature dont les performances sont équivalentes à celles d'une antenne patch de même dimension sans utiliser de substrat à forte permittivité. Ainsi, cette technologie peut être envisagée pour des applications basses fréquence où l'emploi de substrat de forte permittivité devient coûteux.

2.3.3 Antenne annulaire hélicoïdale sans réflecteur

Ce travail est associé aux articles [48, 49, 50] et au brevet [51].

Dans les travaux précédents, le plan métallique placé sous l'antenne permet d'orienter le diagramme de rayonnement vers le demi-espace supérieur. Dans certaines applications où le porteur ne dispose pas de surfaces métalliques de taille suffisante, par exemple un drone en matériaux composite, l'antenne doit garantir des propriétés d'auto-directivité sans utiliser son support. De plus, on souhaite que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire en vue d'applications spatiales.

2.3.3.a Principe mis en oeuvre

Les conditions qui permettent d'obtenir une polarisation circulaire sont une amplitude égale et une quadrature de phase entre deux modes orthogonaux de polarisation linéaire. La contrainte de polarisation circulaire est réalisée grâce au principe proposé par Wheeler [52] et Krauss [53] où une hélice de petite dimension est utilisée pour réaliser un dipôle électrique et un dipôle magnétique colinéaires et colocalisés.

La figure 2.12 représente une hélice dont le rayon (a) et le pas (l) sont petits devant la lon-

gueur d'onde. Cette hélice peut être vue comme une succession de boucles et de segments métalliques réalisant respectivement un dipôle élémentaire électrique et magnétique. Le champ électrique rayonné par un dipôle électrique alimenté par un courant I , orienté selon l'axe $0z$ d'un repère cartésien est donné par

$$\mathbf{E}_e = \frac{jk\zeta_0 Il}{4\pi r} \sin\theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\theta}}, \quad (2.11)$$

avec k , le nombre d'onde et ζ_0 , l'impédance du vide. Tandis que, celui d'une boucle électrique dont l'enroulement est orienté main droite est donné par

$$\mathbf{E}_m = \frac{\zeta_0 (ka)^2 I}{4r} \sin\theta e^{-jkr} \hat{\boldsymbol{\phi}}. \quad (2.12)$$

La quadrature de phase étant naturelle entre les deux types de dipôles, il reste à assurer l'égalité d'amplitude en imposant

$$k\pi a^2 = \frac{2\pi S}{\lambda} = jl, \quad (2.13)$$

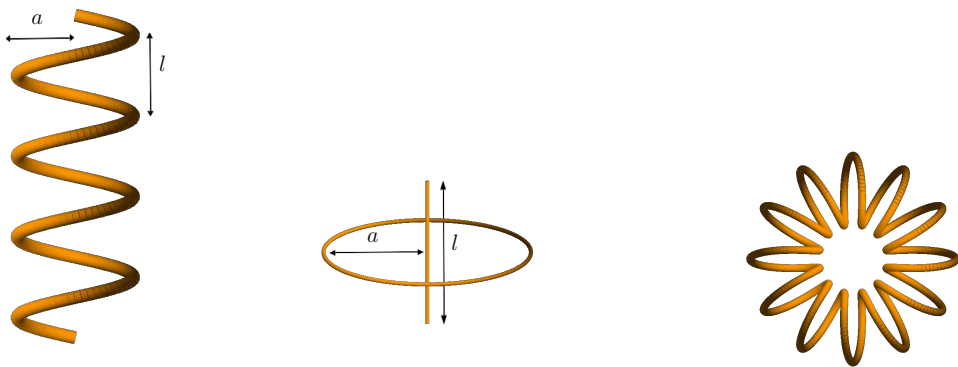
avec $S = \pi a^2$, la surface de la boucle.

Le champ total rayonné par ces deux dipôles vaut alors

$$\mathbf{E} = \frac{A}{4\pi r} \sin\theta e^{-jkr} (\hat{\boldsymbol{\theta}} - j\hat{\boldsymbol{\phi}}), \quad (2.14)$$

avec $A = jk\zeta Il$.

On retrouve bien un diagramme de rayonnement torique en polarisation circulaire droite quelle que soit la direction de l'espace.



(a) hélice

(b) modèle équivalent pour une spire

(c) hélice annulaire

FIGURE 2.12 – Antenne hélice et son modèle équivalent.

Afin de rendre cette antenne auto-directive dans le demi-espace supérieur, nous proposons d'utiliser un groupe de dipôle électrique et magnétique orienté selon l'axe $0x$ et un

deuxième groupe orienté selon l'axe $0y$ présentant une quadrature de phase. Ce principe est illustré sur la figure 2.13.

L'expression du champ rayonné par le groupe selon $0x$ s'écrit

$$\mathbf{E}_{dx} = A \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (-\cos\theta \cos\phi + j \sin\phi)(\hat{\boldsymbol{\theta}} - j\hat{\boldsymbol{\phi}}). \quad (2.15)$$

L'expression du champ rayonné par le groupe selon $0y$ s'écrit

$$\mathbf{E}_{dy} = A \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (-\cos\theta \sin\phi - j \cos\phi)(\hat{\boldsymbol{\theta}} - j\hat{\boldsymbol{\phi}}). \quad (2.16)$$

L'ajout des deux contributions donne

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_{dx} + \alpha_f \mathbf{E}_{dy}, \quad (2.17)$$

où $\alpha_f = \pm j$, caractérise la quadrature de phase entre les deux groupes d'antennes. En insérant (2.15) et (2.16) dans (2.17), le champ électrique total s'écrit

$$\mathbf{E} = -jA\alpha_f e^{\alpha_f \phi} (1 + \alpha_f j \cos\theta) (\hat{\boldsymbol{\theta}} - j\hat{\boldsymbol{\phi}}) \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}. \quad (2.18)$$

Finalement, comme dans (2.14), la polarisation est circulaire droite quelle que soit la direction de l'espace. L'amplitude du champ est donné par

$$\|\mathbf{E}\| = \frac{|A|}{4\pi r} \begin{cases} 1 + \cos\theta & \text{for } \alpha_f = -j, \\ 1 - \cos\theta & \text{for } \alpha_f = j. \end{cases} \quad (2.19)$$

L'orientation du diagramme de rayonnement dépend du signe de la quadrature de phase entre les deux groupes d'antennes orthogonales.

- Pour $\alpha_f = -j$, le rayonnement est principalement dans le demi-espace supérieur en RHCP,
- pour $\alpha_f = j$, le rayonnement est principalement dans le demi-espace inférieur en RHCP.

Ce diagramme en forme de cardioïde est celui d'une source de Huygens.

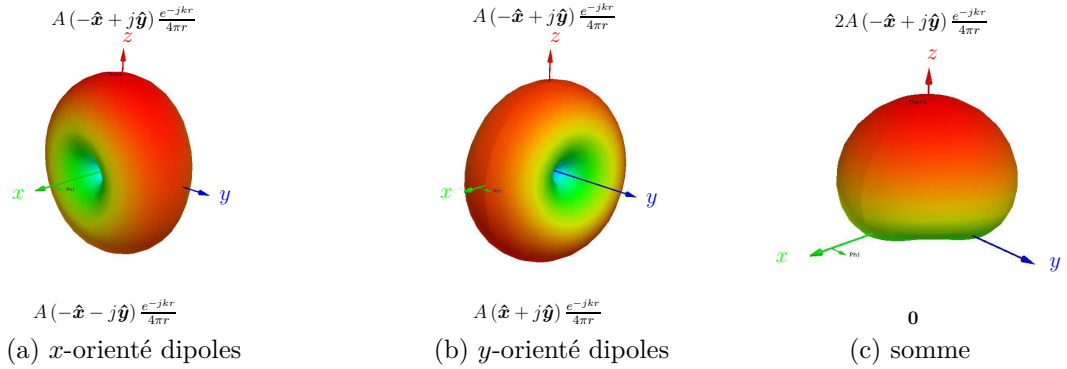


FIGURE 2.13 – Diagramme de rayonnement hémisphérique du champ électrique : contribution des dipôles orientés selon x et selon y en quadrature.

2.3.3.b Conception de l'antenne

Une antenne hélice d'une longueur de $\lambda/2$ admet une résonance. Dans ce cas, cette antenne pourra être alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique réelle et ainsi être adaptable.

Pour obtenir l'auto-directivité il est nécessaire d'exciter deux modes orthogonaux de polarisation linéaire. On peut soit croiser deux hélices ou bien utiliser une hélice annulaire de périmètre avoisinant λ dont on excite deux modes orthogonaux, comme illustré sur la figure 2.12c.

Afin de réduire la taille de cette antenne, on propose d'ajouter une plaque métallique en dessous de l'hélice annulaire. Cette plaque a pour effet de charger capacitivement l'antenne hélice et ainsi de permettre une résonance pour une dimension inférieure à λ . De plus, elle permet de faciliter l'alimentation de cette antenne.

Cette antenne a été conçue en utilisant le logiciel HFSS à partir d'une hélice à 4 spires. Elle a ensuite été réalisée comme illustrée sur la figure 2.14.

Elle est dimensionnée pour fonctionner à une fréquence de 1.575 GHz. Elle est constituée de quatre spires métalliques reportées sur une pièce en PTFE (layer 3) de 3 mm, puis une pièce en verre-PTFE (layer 2) de 1.524 mm d'épaisseur posée sur un pièce en aluminium. Deux pièces métalliques connectées à des prises SMA sont disposées entre les deux pièces diélectriques. L'aire de ces pièces métalliques permet d'adapter d'impédance d'entrée de l'antenne à 50Ω .

Le coefficient de réflexion mesuré et simulé est représenté sur la figure 2.16a. La bande passante à 1.575 GHz pour un VSWR = 2 est de 21 MHz soit 1.33%.

Le diagramme de rayonnement en gain simulé, fonction de θ pour différents angles $\phi = 0, 15^\circ, \dots, 180^\circ$, est représenté sur la figure 2.16b. Le diagramme de rayonnement en gain mesuré et simulé est reporté sur la figure 2.17a. Nous obtenons une très bonne similitude entre les courbes mesurées et celles simulées. Le coefficient de cross-polarisation est supérieur à 25 dB en $\theta = 0^\circ$ et de l'ordre de 15 dB à 90° . La pureté de polarisation est mesurée à l'aide du rapport axial comme illustrée sur la figure 2.17b. Le rapport axial est inférieur à -3 dB sur toute la couverture hémisphérique.

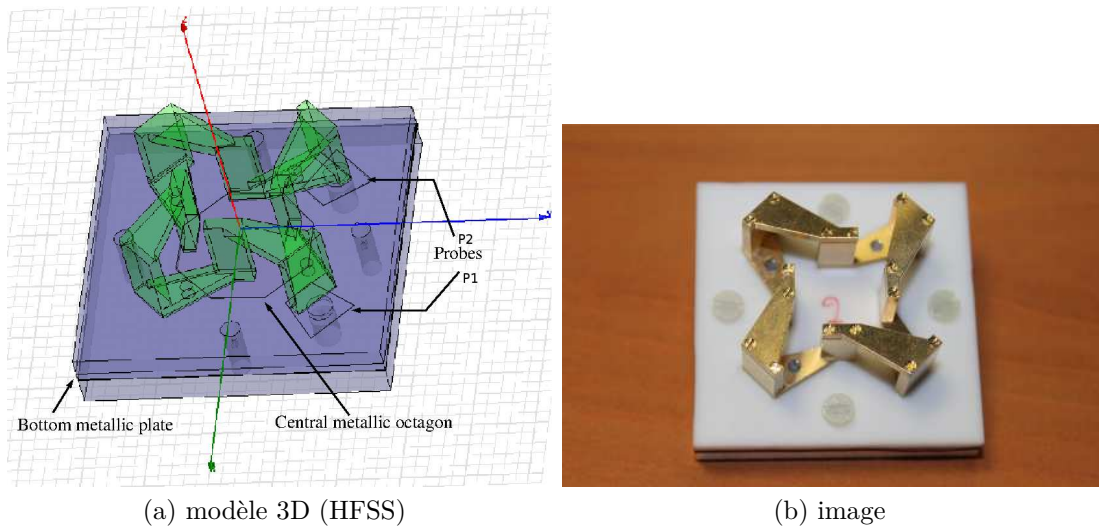


FIGURE 2.14 – Modèle et image de l'antenne.

Les dimensions de cette antenne sont reportées sur la figure 2.15.

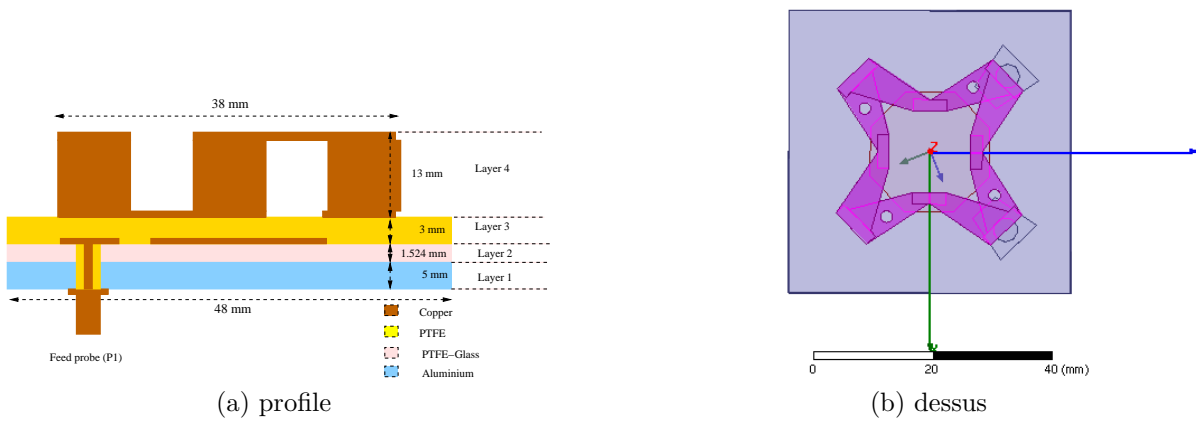


FIGURE 2.15 – Vue de profil et dessus de l'antenne.

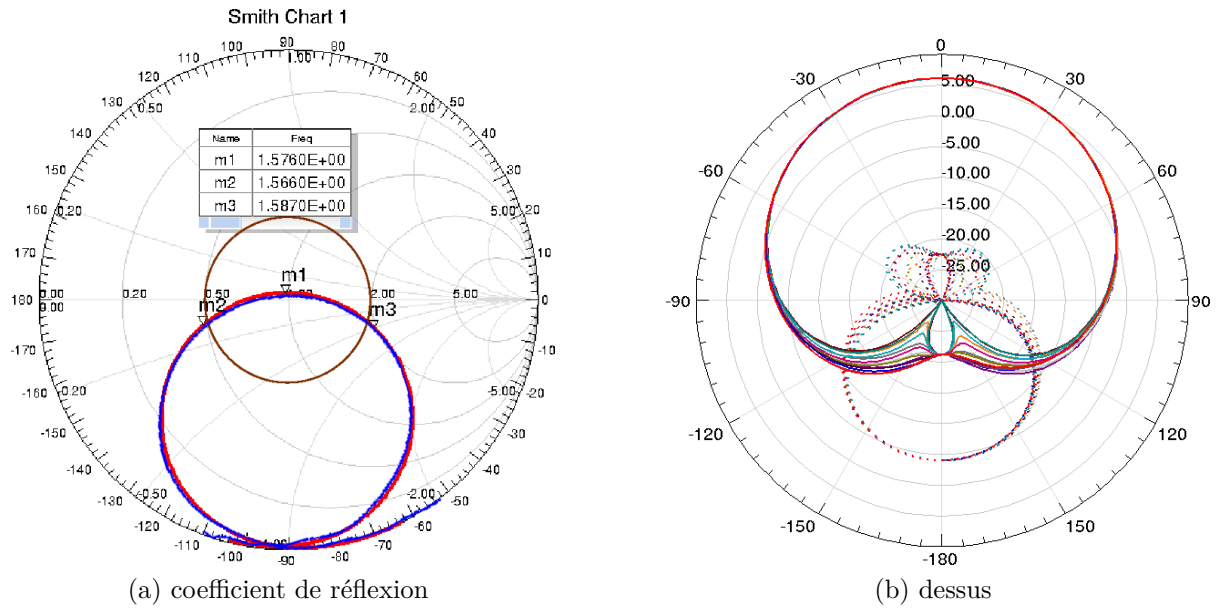


FIGURE 2.16 – (a) coefficient de réflexion S_{11} de l’antenne pour une impédance de norme de 50Ω : mesure (bleu), simulation (rouge). (b) gain (dBi) fonction de θ pour différents angles ϕ : RHCP (trait plein), LHCP (trait pointillé).

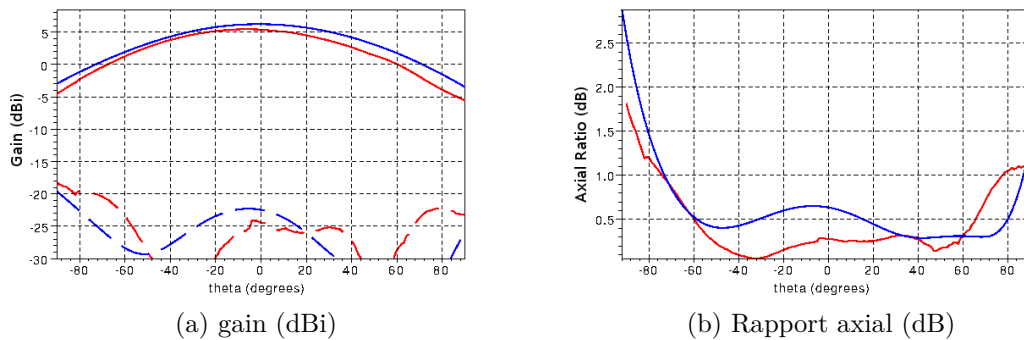


FIGURE 2.17 – Mesure (rouge) et simulation (bleu) dans le plan xOz pour $\alpha_f = -j$. (a) Gain (dBi) : RHCP (trait plein), LHCP (trait pointillé). (b) Axial ratio (dB).

2.3.3.c Miniaturisation

Des travaux portant sur la miniaturisation de cette antenne ont également été menés et ont permis de réduire la taille de 66% en utilisant huit spires au détriment de la bande passante qui est alors de 0.35% [49].

2.3.3.d Conclusion

Dans cette étude, nous avons proposé un principe général permettant de générer un diagramme de rayonnement de type cardioïde (source de Huygens) en polarisation circulaire sans plan réflecteur. Ce principe a été appliqué à une antenne de forme originale de petite dimension qui a été réalisée et a permis de démontrer ce concept. Ce concept permet de réduire le poids et l'encombrement de l'antenne. Nous avons réalisé une antenne dont la dimension la plus grande est de 0.13λ avec des performances équivalentes à celle de l'antenne [50]. Une autre étude a permis de simplifier l'alimentation en utilisant qu'un seul accès et a fait l'objet d'une publication [49].

2.4 Contribution à la réduction de taille à l'aide de métasurfaces

Dans la section précédente nous avons modifié la forme de l'antenne afin de réduire ses dimensions. Ici, nous intervenons sur les caractéristiques électriques du matériau constituant l'antenne. Une première partie sera consacrée à la réduction du profil d'une antenne à l'aide de métamatériaux tandis que la deuxième partie portera sur la conception d'une antenne inspirée des propriétés des métamatériaux.

2.4.1 Antenne électrique plane sur conducteur magnétique artificiel

Ce travail a été réalisé dans le cadre de la thèse [34], il est associé aux articles [40, 41].

Le but de cette étude est de réaliser une surface AMC fonctionnant dans deux bandes de fréquence du service GPS à $L1 = 1.575$ GHz et $L5 = 1.175$ GHz. Nous cherchons à concevoir un motif mono-bande qui soit de taille minimale pour pouvoir être imbriqué dans un motif de taille plus grande, résonant à une fréquence plus basse. Nous réalisons ainsi une surface AMC bi-bandes intégrée. Cette méthode d'imbrication peut être généralisée à plus de deux bandes de fréquence. L'étude de la forme des motifs périodiques permet de déterminer les caractéristiques optimales de la surface (bande passante, isotropie angulaire).

2.4.1.a Etude de la cellule haute fréquence (L1)

Nous caractérisons les principaux motifs décrits dans la littérature à l'aide d'une analyse de Bloch-Floquet. Pour cela, chaque type de motif est dimensionné afin qu'il fonctionne à la fréquence L1 du GPS et est analysé à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Nous identifions alors le motif de plus petite dimension qui maximise la bande passante de fonctionnement.

Nous avons montré [40] que parmi les principaux motifs proposés dans la littérature, représentés sur la figure 2.18, le motif (f) de forme carré avec l'ajout de capacités localisées présente les meilleures performances en terme de rapport bande passante/taille. En effet ce rapport est de 5.2%/mm contre 0.14%/mm pour le meilleur des autres motifs, le patch carré (b).

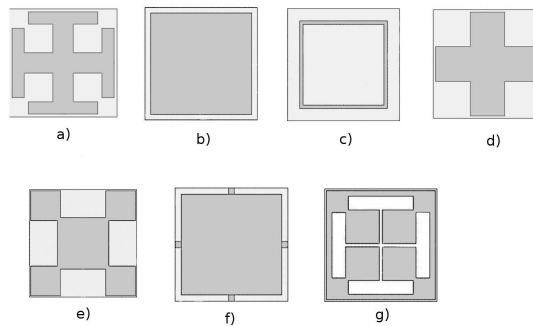


FIGURE 2.18 – Principaux motifs proposés dans la littérature. a-croix de Jérusalem, b-patch carré, c-boucle simple, d-croix de pharmacien, e-motif de Bao [54], f-motif proposé et g-motif de Zhang [55]

2.4.1.b Etude de la cellule basse fréquence

La surface AMC est composée de cellules carrées avec des capacités localisées sur chaque bord. Chaque cellule est constituée d'une grille métallique. Dans les trous carrés de la grille, sont positionnées les cellules haute fréquence. Elles sont de forme carré et reliées à la grille par des capacités localisées. La figure 2.19 représente ces motifs. Pour des dimensions de cellules fixées, la fréquence de résonance de chaque cellule peut être séparément adaptée aux fréquences de 1.575 GHz et 1.175 GHz à l'aide des capacités respectivement associées aux deux types de cellules, nommées respectivement cellule L1 et L5.

La cellule L1 forme une structure périodique à l'intérieur de la cellule L5. Ainsi la taille minimale d'une cellule L5 sera déterminée par la taille de la région active de l'antenne placée au-dessus de la surface AMC à la fréquence L1.

Une analyse de Bloch-Floquet appliquée à ce motif bi-bandes permet d'obtenir la phase du coefficient de réflexion de cette surface (figure 2.20).

Nous obtenons bien un comportement AMC dans les deux bandes de fréquence souhaitées avec une bande passante respectivement de 6% et 3% pour les fréquences L5 et L1.

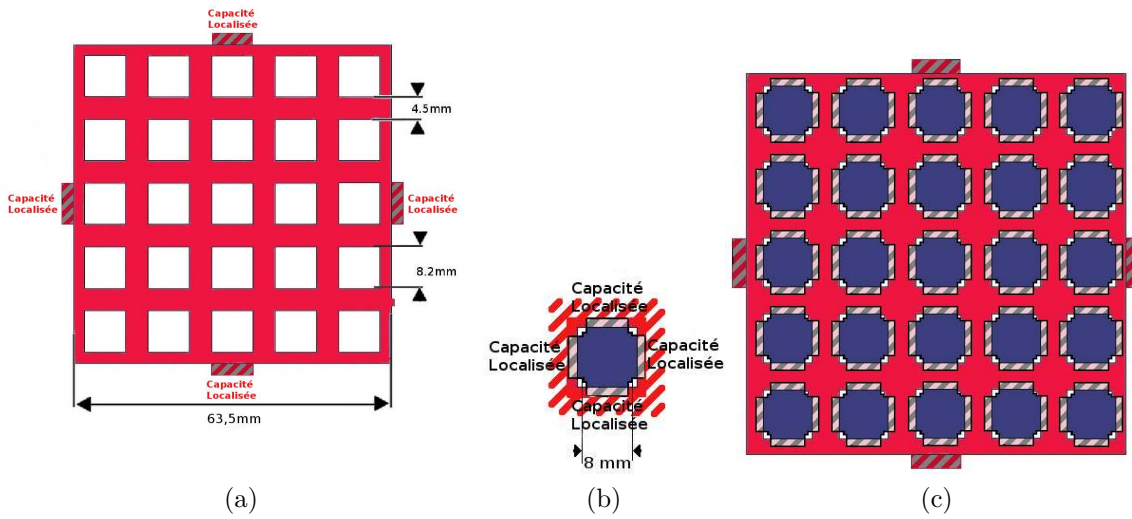


FIGURE 2.19 – Représentation de la cellule bi-bandes. a) cellule L5, b) cellule L1, c) cellules L5 et L1 imbriquées

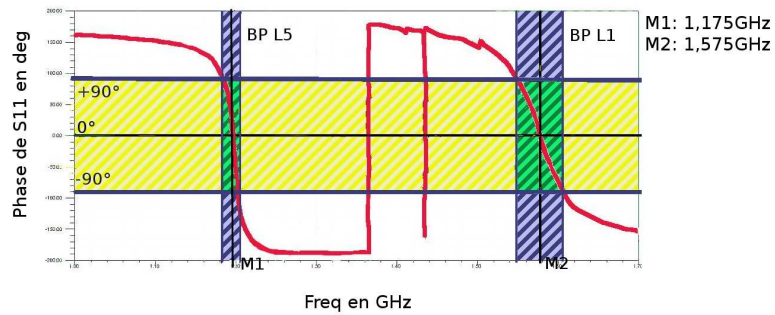


FIGURE 2.20 – Phase du coefficient de réflexion de la cellule bi-bandes.

2.4.1.c Réalisation et caractérisation de la surface AMC

La hauteur entre la métasurface et le plan métallique est de 4 mm. Cette hauteur est suffisante pour assurer les spécifications en bande passante sur les deux bandes de fréquence. Les cellules L1 ont des côtés de 8×8 mm associées à des capacités localisées de $C1 = 20$ pF. Les cellules L5 sont des grilles métalliques dont les côtés sont de 59×59 mm. Elles incorporent 25 trous de côtés 8.2×8.2 mm. L'espacement entre les trous est de 4.5 mm. Les cellules-L5 sont espacées entre elles de 0.5 mm et ont une capacité localisée associée de $C5 = 0.25$ pF. Enfin, la surface AMC réalisée est carré et composée de 5 cellules L5 imprimées en quinconce sur une face d'un substrat capton intercalé par un groupe de 5x5 cellule L1 et de 5 groupes de cellules L1 en quinconce sur l'autre face du substrat capton intercalé de cellule L5. Au final, la surface AMC est composée de 3x3 cellules bi-bandes. La figure 2.21 représente les deux faces de cette surface AMC.

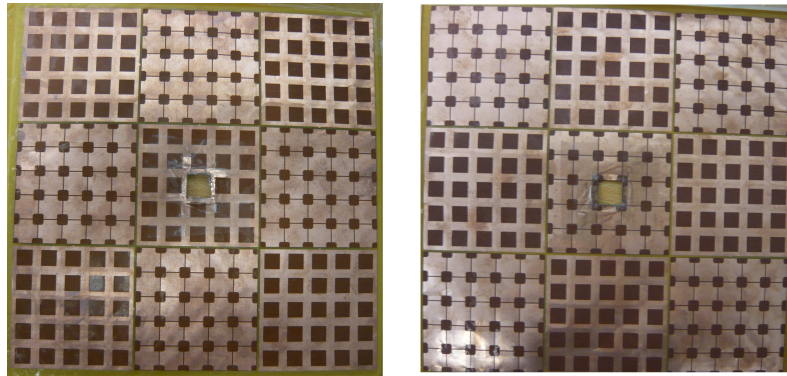


FIGURE 2.21 – Surface AMC réalisée, vue des deux faces

Cette surface AMC a été caractérisée en plaçant un dipôle demi-onde parallèlement à la surface à une distance de 25 mm ($\lambda/10$ de L5).

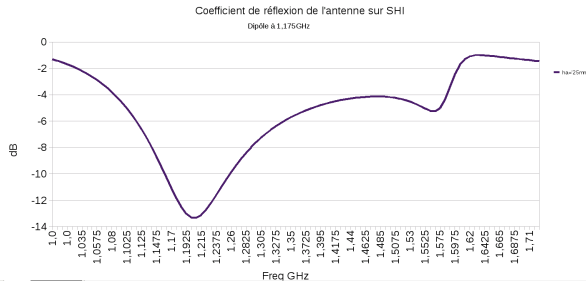
Tout d'abord le comportement de cette surface est caractérisé en simulation. La figure 2.22a représente le coefficient de réflexion de l'antenne dipôle fonctionnant à la fréquence L5 et disposé à $\lambda_{L5}/10$ au dessus de la surface AMC. La figure 2.22b représente le coefficient de réflexion de l'antenne dipôle fonctionnant à la fréquence L1 et disposé à $\lambda_{L5}/10$ au dessus de la surface AMC.

Lorsque le dipôle résonne à la fréquence L5, on retrouve bien deux résonances, une à 1.19 GHz et une autre à 1.575 GHz. La bande passante du dipôle n'étant pas suffisante pour couvrir les deux bandes de fréquence, l'adaptation d'impédance à la fréquence L1 est moins marquée. Néanmoins, le dipôle permet bien d'exciter la surface AMC dans ces deux bandes de fonctionnement.

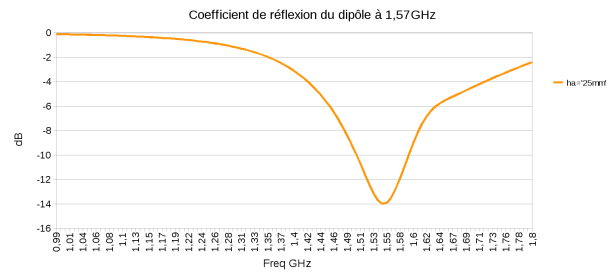
Lorsque le dipôle résonne à la fréquence L1, on retrouve une seule résonance à 1.55 GHz. Le dipôle n'excite plus la bande L5 de la surface AMC.

Les résultats de mesures aux fréquences du dipôle de respectivement L5 et L1 sont représentés sur la figure 2.23a et 2.23b. Le coefficient de réflexion du dipôle à $\lambda/4$ d'un plan métallique est également tracé pour les deux fréquences.

Les résultats de mesures ont montrés que la surface AMC réalisée présente un décalage

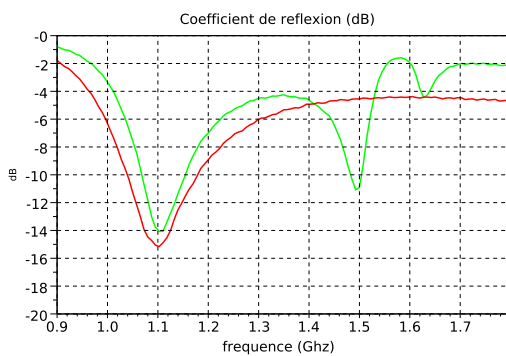


(a) dipôle à L5

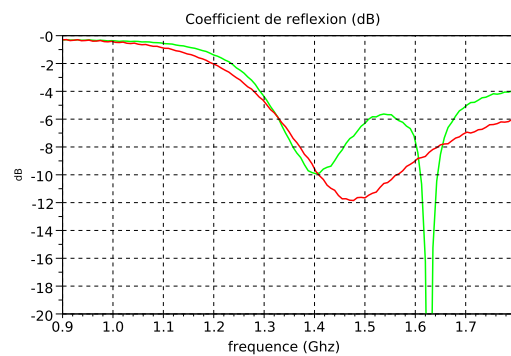


(b) dipôle à L1

FIGURE 2.22 – Coefficient de réflexion simulé de l'antenne dipôle placée à $\lambda_{L5}/10$ au dessus de la surface AMC et résonant à la fréquence L5 (a) et L1 (b).



(a) dipôle à L5



(b) dipôle à L1

FIGURE 2.23 – Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne dipôle, résonant à la fréquence L5 (a) et L1 (b), placée à $\lambda_{L5}/10$ sur la surface AMC (vert) et à $\lambda/4$ d'un plan métallique (rouge).

vers les hautes fréquences. On retrouve ses fréquences de résonances à 1.5 GHz et 1.62 GHz au lieu de 1.175 GHz et 1.575 GHz respectivement.

L'étude du comportement de la surface AMC a montré que l'antenne sur l'AMC constitue une source d'autant plus localisée qu'elle est proche de la surface AMC. La distance maximale séparant l'antenne de l'AMC permettant de conserver le modèle antenne sur AMC est autour de $\lambda/10$. Pour des distances plus faibles, les fréquences de résonances de l'AMC et de l'antenne ainsi que son adaptation d'impédance dérivent fortement du fait du fort couplage entre les deux structures. De plus, la définition d'un métamatériau [56] implique que le nombre de cellules soit suffisamment grand et que la taille du motif soit petite devant la longueur d'onde. La première condition n'est pas vérifiée puisque seulement trois cellules sont utilisées à la fréquence basse.

2.4.1.d Conclusion

Cette étude a permis de mettre en évidence la limite du modèle d'excitation par le premier mode de Bloch-Floquet (onde plane) lorsque on utilise une antenne comme source d'excitation de la surface AMC. Cette dernière constitue une antenne à part entière lorsqu'elle est correctement excitée. Nous allons voir dans la section suivante pourquoi les outils associés aux métasurfaces restent pertinent dans l'étude d'antenne associée à quelques cellules périodiques.

2.4.2 Antenne inspirée de métamatériaux

Nous avons vu dans la section précédente que le comportement de la surface AMC seule (excitée par une onde plane) et en présence d'une antenne était différent. La principale explication est la différence de la source d'excitation selon qu'on utilise une analyse de Bloch-Floquet ou une antenne. Nous allons alors étudier le comportement de quelques cellules périodiques, que nous appellerons cavité pseudo-métasurface [39]. Nous montrons pourquoi une antenne constituée de quelques cellules périodiques de dimension non négligeable par rapport à la longueur d'onde peut être conçue à partir d'une analyse de Bloch-Floquet dédiée aux structures périodiques de très grandes dimensions.

2.4.2.a Analyse de Bloch-Floquet

L'analogie entre une cavité pseudo-métasurface et une structure périodique infinie et l'utilisation des outils dédiés à cette dernière est valable dans les conditions où le champ dans la cavité pseudo-métasurface (structure périodique finie), excitée par une source réaliste (antenne) est identique à celui d'une structure périodique infinie, excitée par une onde plane. Dans ce cas, le mode fondamental dans chaque structure est similaire.

Nous considérons une structure périodique infinie correspondant à la configuration de la figure 2.24a. Le problème est invariant selon y , et périodique selon x de période P . La condition périodique pour $x = 0$ et $x = P$ est caractérisée par un déphasage de la forme $\exp(jk_x P + 2\pi m)$ avec m l'ordre du mode spatial.

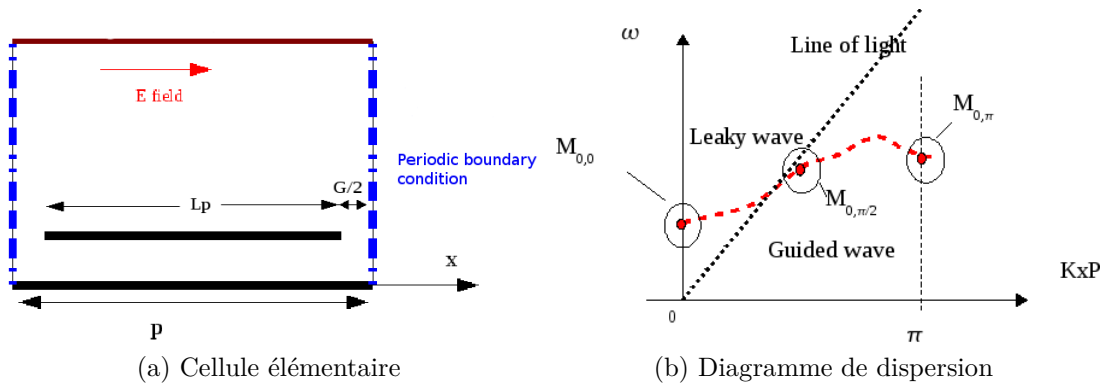


FIGURE 2.24 – Configuration d'une structure périodique infinie et diagramme de dispersion.

Le $m^{\text{ème}}$ mode spatial de la pulsation la plus petite est noté $M_{0,k_x P}$. Le diagramme de dispersion correspondant aux modes $M_{0,k_x P}$ est représenté sur la figure 2.24b (courbe en pointillé rouge). Il est continu sur tout le domaine de la variable $k_x P$.

Les modes tels que $k_x > k_0$, avec k_0 le nombre d'onde, ne rayonnent pas et participent à un stockage d'énergie réactive. Les modes tels que $k_x < k_0$ peuvent rayonner et la structure périodique peut être utilisée comme antenne.

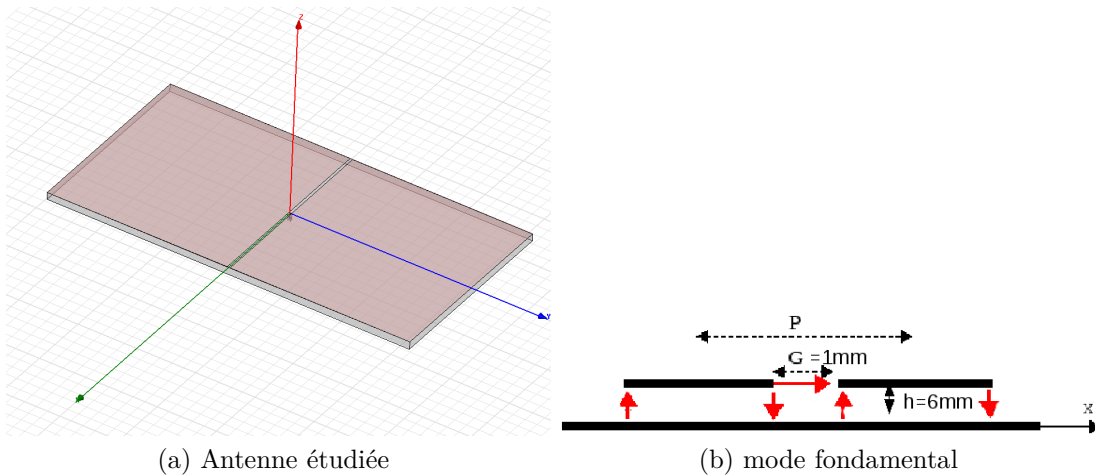


FIGURE 2.25 – Structure de l'antenne bi-cellules (a) et répartition du champ associé au mode $M_{0,0}$ (flèches rouges) (a).

Pour une structure constituée de N cellules identiques, la relation de phase donnée pour une cellule est donnée par $k_x P = \frac{\pi n}{N}$ avec $n \in \{0, \dots, N\}$ et N le nombre de cellules. Le diagramme de dispersion en $k_x P$ est alors discrétisé par un peigne de Dirac de période $\frac{\pi}{N}$. Dans le cas d'une structure périodique contenant deux cellules telles que représentées sur la figure 2.25a, seuls les modes $M_{0,0}$, $M_{0,\frac{\pi}{2}}$ et $M_{0,\pi}$ existent. Ils sont positionnés respectivement à $k_x P = 0$, $k_x P = \frac{\pi}{2}$ et à $k_x P = \pi$ de la première zone de Brillouin (Points rouge sur la figure 2.24b). Le champ électrique du mode $M_{0,0}$ est représenté sur la figure 2.25b. Ce mode rayonne très efficacement vers les z positif pour $k_x = 0$.

Lorsque le nombre de cellule augmente, le nombre de modes évanescents possibles augmente. Ainsi, l'énergie réactive augmente et la bande passante de l'antenne est réduite. De plus, lorsque la source est localisée, les courants induits dans chaque fente ne sont pas uniformes, ce qui se traduit par l'excitation de modes d'espaces supplémentaires ($M_{m,0}$ avec $m > 1$) favorisant la réduction de bande passante et un décalage de la fréquence de résonance.

L'antenne bi-cellules a été modélisée avec une source localisée dans la fente. Les dimensions permettant de fonctionner à la fréquence L1 du GPS sont obtenues grâce à une analyse de Bloch-Floquet appliquée à la cellule élémentaire. Elles sont respectivement de $114 \times 55 \times 6$ mm de longueur, largeur et d'épaisseur. La bande passante obtenue est de 19% (critère $\pm 90^\circ$). A l'aide d'une simulation électromagnétique, nous obtenons à la même fréquence de fonctionnement des dimensions de $134 \times 55 \times 6$ mm et une bande passante de l'antenne à $VSWR < 2$ de 7%. Ces écarts se traduisent par le fait que le type de source et le nombre de cellules ont un effet sur le modèle étudié. Par ailleurs, le critère de la bande passante associée à une métasurface n'est pas forcément adapté à une antenne constituée de cellules périodiques.

Le coefficient de réflexion ainsi que le diagramme de rayonnement de cette antenne sont reportés sur la figure 2.26.

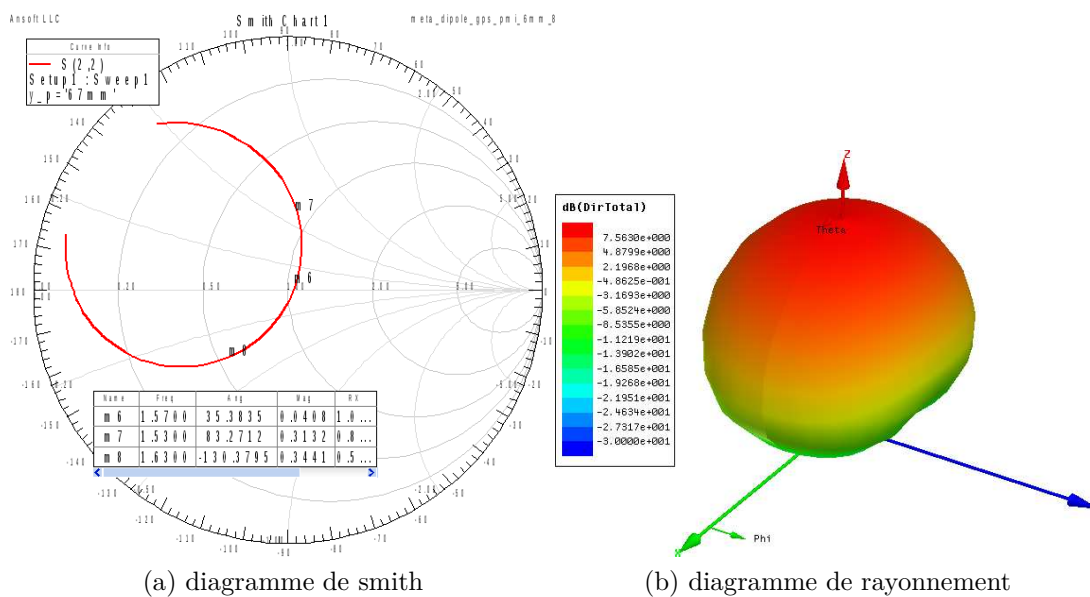


FIGURE 2.26 – Adaptation d'impédance et diagramme de rayonnement de l'antenne étudiée.

Enfin, nous avons proposé une technique de miniaturisation de cette antenne. Pour cela nous proposons de renforcer la capacité équivalente de la fente afin de diminuer la fréquence de résonance. Ainsi, on peut réduire soit l'épaisseur soit la longueur de l'antenne pour maintenir une fréquence de résonance à L1.

2.4.2.b Conclusion

Dans cette étude, nous avons montré comment concevoir une antenne à faible profil à partir de l'étude d'une surface périodique infinie. En effet, il n'est pas nécessaire de faire interagir une antenne avec une surface AMC. L'excitation appropriée d'une surface AMC peut constituer une antenne efficace.

2.5 Analyse d'antennes large bande à l'aide de modes caractéristiques

Les antennes résonantes habituelles admettent un seul mode résonant, ce qui leur confère une bande passante relativement faible. De plus, lorsqu'on souhaite réduire la taille de ce type d'antenne, la principale contre-partie est la réduction de la bande passante. Une technique pour augmenter la bande passante est d'utiliser plusieurs modes résonants d'une même structure dont les fréquences sont proches. Nous montrons dans cette étude [57], le lien existant entre une analyse classique par fraction rationnelle de l'impédance d'une antenne et l'analyse de l'antenne par l'utilisation des modes caractéristiques sous certaines conditions aux limites. Nous utilisons cette méthode pour concevoir une antenne optimisée en bande passante et en dimension.

2.5.1 Mode caractéristique et fraction rationnelle de l'impédance

L'analyse modale de l'impédance d'entrée d'une antenne basée sur la représentation des zéros et des pôles par une fraction rationnelle est une technique classique [58] et permet de déterminer les modes propres associés au phénomène de rayonnement de l'antenne. Les pôles et les zéros de l'impédance sont reliés aux modes propres de l'antenne dont l'accès d'entrée est respectivement en circuit-ouvert et en court-circuit. Le processus pour obtenir les pôles et les zéros consiste à calculer ou mesurer le coefficient de réflexion Γ de l'antenne, puis d'en déduire l'impédance en utilisant la relation $z_{in} = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma)$ ou l'admittance en utilisant la relation $y_{in} = (1 - \Gamma)/(1 + \Gamma)$. Enfin, les pôles et zéros sont calculés à partir d'une fraction rationnelle dont la technique est présentée par Gustavsen dans [59], [60].

Les sources de courants électriques J_s et magnétiques M_s définies dans les équations de Maxwell [61] sont utilisées dans la théorie des modes caractéristiques. Ces sources sont associées à des conditions aux limites. Une source de courant est associée à un circuit ouvert et une source de tension (courant magnétique) est associée à un court-circuit. S'il est bien établi que les modes caractéristiques, associés à des structures fixes définies par des matériaux et des conditions aux limites, ne dépendent pas des sources, l'excitation d'une antenne implique la définition d'un accès qui est associé à une condition au limite. Ainsi, les modes caractéristiques d'une antenne dépendent des conditions de fermeture de son accès et donc indirectement du type de source.

Considérons une source de courant I_s , reliée à deux parties métalliques d'une antenne, Harrington montre que le champ électrique correspondant s'écrit comme [62] (Eq. 31)

$$\mathbf{E} = \sum_{n \in \mathbb{N}} \frac{V_n \mathbf{E}_n}{1 + j\lambda_n}, \quad (2.20)$$

avec λ_n la valeur propre associée au mode caractéristique n , V_n le coefficient modal et \mathbf{E}_n le champ électrique du mode caractéristique n dans le volume de la source.

Dans l'hypothèse où le mode caractéristique est isolé tel que $\omega \simeq \omega_n$ et $\lambda(\omega_n) = 0$, le champ électromagnétique \mathbf{E} correspond à celui du seul mode caractéristique n qui est dominant. Dans ces conditions, l'impédance d'entrée, lorsque celle-ci est connectée à une source de courant de dimension h et orientée selon $\hat{\mathbf{u}}$, est donnée par

$$Z_{in} \simeq - \frac{(h \mathbf{E}_n \cdot \hat{\mathbf{u}})^2}{\lambda'_n} \frac{1}{p - p_n}, \quad (2.21)$$

avec p , la fonction de la variable complexe définie comme

$$\begin{aligned} p &= j\omega, \quad \omega \in [-\infty, +\infty] \\ p_n &= j\omega_n - \frac{1}{\lambda'_n}. \end{aligned}$$

La relation (2.21) montre que si le mode caractéristique avec un circuit-ouvert en entrée est isolé, alors il est associé au pôle complexe de l'impédance d'entrée qui correspond au zéro de l'admittance d'entrée $Y_{in}(p)$ et ce dernier est associé au mode propre de la structure en circuit-ouvert [63]. De façon duale, si le mode caractéristique avec un court-circuit en entrée est isolé, alors il est associé au pôle complexe de l'admittance d'entrée qui correspond au zéro de l'impédance d'entrée $Z_{in}(p)$ et ce dernier est associé au mode propre de la structure en court-circuit. En outre, on montre que le caractère isolé d'un mode peut être évalué à l'aide du coefficient de qualité tel que défini par Harrington [64] qui est associé à un mode caractéristique de la structure.

Bien que la superposition d'un type de mode caractéristique associé à une condition aux limites permet toujours de déterminer le champ électromagnétique d'une structure, ce dernier peut être décrit beaucoup plus simplement (un seul mode) si la condition aux limites adéquate a été correctement choisie au préalable. Par exemple, pour des antennes bande étroite, deux cas peuvent être considérés. Pour les antennes définies par un pôle de l'impédance (fente demi-onde), un seul mode caractéristique avec circuit-ouvert est nécessaire pour décrire son fonctionnement. Pour les antennes définies par un pôle de l'admittance (dipôle demi-onde), un seul mode caractéristique avec court-circuit est nécessaire pour décrire son fonctionnement. Concernant les antennes large bande, pour lesquelles plusieurs pôles et zéros de l'impédance agissent, une analyse par mode caractéristique avec conditions de fermeture court-circuit et circuit ouvert permet de réduire le nombre de modes nécessaires.

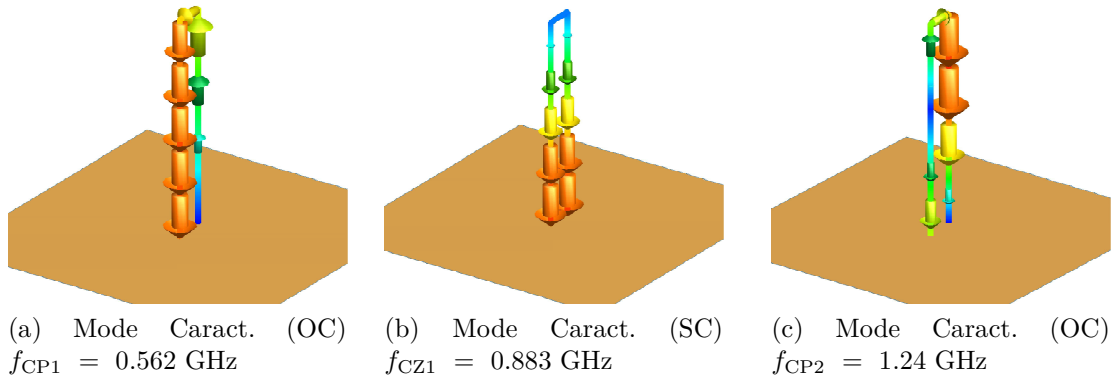


FIGURE 2.27 – Courants des modes caractéristiques pour une antenne monopole classique.

2.5.2 Antenne large bande de type Goubau

Commençons par l'étude d'un monopôle replié classique. Les dimensions sont une hauteur de $h = 74$ mm, un écartement des fils de $w = 10$ mm et un diamètre des fils de 2 mm.

Les fréquences de résonances calculées à partir des modes caractéristiques avec conditions aux limites court-circuit (zéros) notés f_{CZn} ou circuit ouvert (pôles) notés f_{CPn} et celles des pôles (f_{Pn}) et des zéros (f_{Zn}) de l'impédance obtenus par fraction rationnelle donnent les fréquences et les facteurs de qualités suivants :

$$\begin{aligned}
 f_{CP1} &= 0.562 \text{ GHz}, & f_{P1} &= 0.58 \text{ GHz}, & Q_{P1} &= 18.3, \\
 f_{CZ1} &= 0.883 \text{ GHz}, & f_{Z1} &= 0.847 \text{ GHz}, & Q_{Z1} &= 4.0, \\
 f_{CP2} &= 1.24 \text{ GHz}, & f_{P2} &= 1.2 \text{ GHz}, & Q_{P2} &= 4.3.
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

L'étude de la distribution de courant associée aux modes caractéristiques, représentée sur la figure 2.27, nous permet d'avoir une première idée du fonctionnement de cette antenne.

Le mode à $f_{CP1} = 0.562$ GHz (Fig. 2.27-a) correspond au mode résonant de la boucle de $\lambda/4$ en circuit ouvert. Le mode $f_{CP2} = 1.24$ GHz (Fig. 2.27-c) correspond au mode résonant de la boucle de $3\lambda/4$ en circuit ouvert. Le mode à $f_{CZ1} = 0.883$ GHz (Fig. 2.27-b) correspond au mode résonant de la boucle de $\lambda/2$ en court-circuit.

La fréquence de ces trois modes caractéristiques f_{CP1} , f_{CZ1} , f_{CP2} peut être réduite en augmentant la taille du conducteur du haut. Ceci peut être réalisé en ajoutant un disque en haut des brins métalliques. L'écartement des deux brins réduit également la fréquence de résonance des modes f_{CP1} et f_{CP2} en ayant peu d'effet sur celle du mode f_{CZ1} . Ceci peut être réalisé en rajoutant des brins extérieurs reliés au disque supérieur. Par ailleurs, le courant du mode f_{CP1} étant fort sur le connecteur sans port d'excitation (brin extérieur), sa fréquence de résonance peut être réduite sans effet sur celle du mode f_{CP2} en augmentant sa longueur. A cet effet, des fils bobinés ou en méandre peuvent être utilisés pour réaliser les brins extérieurs. Enfin, pour réduire l'impédance d'entrée de l'antenne, nous pouvons augmenter le diamètre du connecteur interne sur lequel est connectée l'alimentation. Pour cela, quatre fils droits sont reliés entre le disque supérieur et un disque intermédiaire pour pouvoir être connecté à une prise SMA.

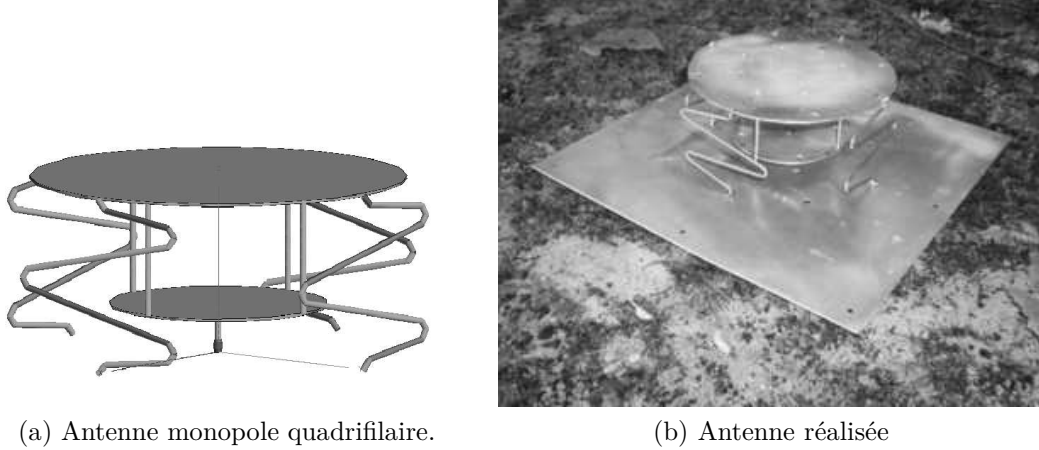


FIGURE 2.28 – Antenne réalisée après optimisation des dimensions. Dimension $h_1 = 6.16$ cm, $h_2 = 1.5$ cm, $D_1 = 12$ cm, $D_2 = 7$ cm, diamètre des fils 1.8 mm, largeur du méandre : 66 cm, épaisseur des plaques métalliques : 0.8 mm.

La figure 2.28a illustre la nouvelle structure de l'antenne optimisée en bande passante.

Les dimensions sont : la hauteur $h_1 = 5.5$ cm, entre le disque du haut de diamètre $D_1 = 12$ cm et le disque intermédiaire de diamètre $D_2 = 7$ cm. La hauteur $h_2 = 1.5$ cm, entre le disque intermédiaire et le plan métallique. Le diamètre des fils est de 2 mm.

Le calcul des modes caractéristiques avec conditions aux limites court-circuit (f_{CZ_n}) ou circuit ouvert (f_{CP_n}) ainsi que les pôles (f_{CP_n}) et zéros (f_{CZ_n}) de l'impédance obtenus par fraction rationnelle donnent les fréquences et les facteurs de qualités associés

$$\begin{array}{lll}
 f_{P1} = 0.377 \text{ GHz}, & Q_{P1} = 15.5 & f_{CP1} = 0.386 \text{ GHz}, \\
 f_{Z1} = 0.539 \text{ GHz}, & Q_{Z1} = 3.2 & f_{CZ1} = 0.581 \text{ GHz}, \\
 f_{P2} = 0.806 \text{ GHz}, & Q_{P2} = 2.1 & f_{CP2} = 1.01 \text{ GHz}, \\
 f_{Z2} = 1.126 \text{ GHz}, & Q_{Z2} = 5.5 & f_{CZ2} = 1.272 \text{ GHz}, \\
 f_{P3} = 1.55 \text{ GHz}, & Q_{P3} = 35 & f_{CP3} = 1.554 \text{ GHz}.
 \end{array}$$

La correspondance des fréquences est d'autant meilleure que les facteurs de qualité associés sont élevés. Les quatre premiers modes participent au rayonnement de type transverse magnétique relativement à $0z$ tandis que le dernier n'est plus de ce type et vient déformer le diagramme de rayonnement pour les fréquences en haut de la bande de fonctionnement. On a alors intérêt à maintenir ce mode éloigné de la bande de fonctionnement.

L'antenne réalisée est représentée sur la figure 2.28b.

Les résultats de simulations pour le coefficient de réflexion et le gain ainsi que la mesure du coefficient de réflexion sont donnés sur la figure 2.29. La bande passante obtenue pour un $VSWR = 2$ est de 1.8 : 1 (0.48 à 0.9 GHz). Le diagramme de rayonnement est quasi omnidirectionnel dans le plan H.

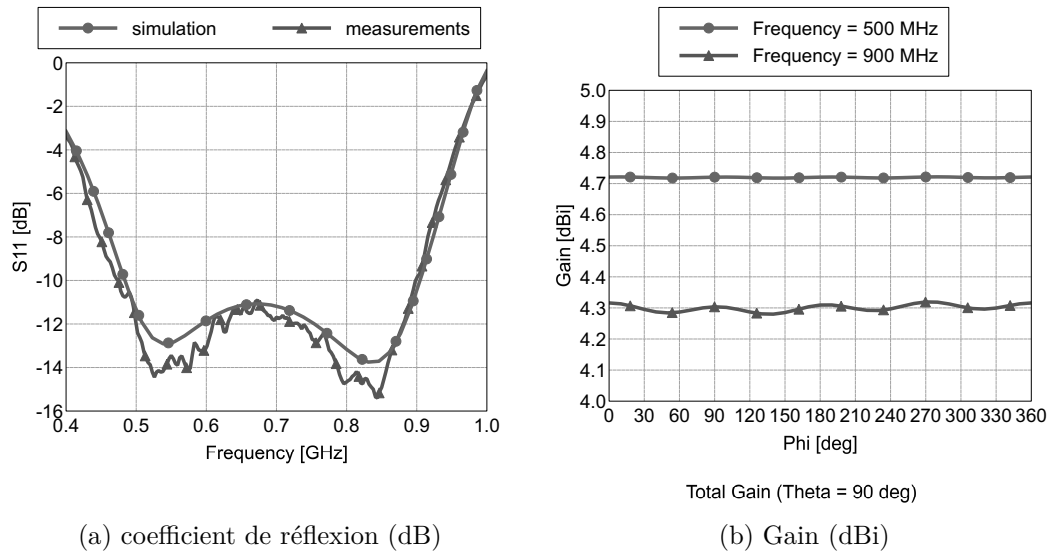


FIGURE 2.29 – Simulations (S_{11} et gain) et mesure (S_{11}) de l’antenne.

2.5.2.a Conclusion

Dans cette étude, nous avons démontré le lien entre une analyse modale par fraction rationnelle de l’impédance d’entrée d’une antenne et une analyse par modes caractéristiques associée à des conditions de fermeture adéquates. Nous proposons une méthode pour analyser le fonctionnement d’une antenne large bande afin d’optimiser ses performances.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une synthèse sur mes activités de recherche portant sur la miniaturisation d’antennes est présentée. Une partie de ces travaux découle de l’encadrement de trois thèses [34, 35, 36]. Les méthodes utilisées pour réduire la dimension d’une antenne sont présentées. Nous proposons trois antennes originales basées sur la déformation de la structure géométrique d’un boucle métallique. Un formalisme de Block-Floquet est appliquée pour la conception de ces antennes. Un procédé permettant d’obtenir un diagramme de rayonnement de type cardioïde (source de Huygens) en polarisation circulaire sans plan réflecteur a été breveté et plusieurs prototypes ont été réalisés et caractérisés.

De plus, le formalisme de Block-Floquet a été utilisé pour étudier l’interaction d’un élément rayonnant avec une métasurface de type conducteur magnétique artificiel (AMC). Les limites de cette approche ont été révélées. Le concept de métasurface a été étendu à une antenne inspirée d’une structure périodique. Une méthodologie de conception d’antennes à faible profil à partir de l’étude d’une surface périodique infinie a été proposée. L’excitation appropriée d’une surface AMC finie de quelques cellules peut constituer une antenne efficace sans interaction avec un élément résonnant particulier.

Enfin, le lien entre une analyse modale par fraction rationnelle de l’impédance d’entrée

d'une antenne et une analyse par modes caractéristiques associées à des conditions aux limites adéquates a été démontré. Nous proposons une méthode pour analyser le fonctionnement d'une antenne large bande afin d'optimiser ses performances en terme de taille et de bande passante. Un prototype a été réalisé et caractérisé.

Chapitre 3

Systèmes d'antennes pour applications de radio-goniométrie

Mes travaux de recherche décrits dans ce chapitre portent sur les systèmes antennaires dédiés à la radio-goniométrie. Les principales contraintes sont la réduction de l'encombrement, la couverture angulaire et la bande passante de l'antenne. Ce chapitre s'appuie sur les travaux réalisés lors de l'encadrement des thèses [35, 36].

3.1 Contexte

La radiogoniométrie est une application largement répandue dans les domaines civils et militaires tels que par exemple, l'aéronautique, la guerre électronique ou encore la recherche de personnes en détresse. Elle permet d'estimer la direction d'arrivée d'une onde électromagnétique. Les deux principales applications sont le radio-guidage d'un mobile vers une source électromagnétique ou bien la radio-localisation d'une source électromagnétique. L'un des éléments clef d'un goniomètre radiofréquence est l'antenne. Cette dernière est généralement constituée d'un réseau d'antennes élémentaires réparties différemment selon le type de procédé utilisé (Interférométrie, Doppler, polarisation, ...). Selon l'application visée, les contraintes sur la forme et la taille du réseau d'antenne sont très variables.

Dans notre cas, nous nous intéressons aux antennes transportables sur des petits mobiles ayant une couverture angulaire d'un demi-espace tout en garantissant des propriétés soit multi-fréquences, soit large bande en fréquence. Le premier objectif est donc la réduction de l'encombrement de l'antenne. Ceci implique l'utilisation d'éléments de petites dimensions tels que reportés dans le premier chapitre.

Une technique utilisée en radio-goniométrie consiste à exploiter la diversité de polarisation d'une antenne vectorielle. Le principe est de mesurer les six composantes d'un champ électromagnétique incident et d'en déduire sa direction d'arrivée. Théoriquement, l'utilisation d'antennes vectorielles (AV) rend possible la colocalisation des éléments rayonnants la constituant. Ainsi, sa dimension ne dépend que de la taille de ces éléments. En pratique, la principale difficulté est de colocaliser ces éléments tout en minimisant leurs couplages.

Après un bref état de l'art sur les antennes de radiogoniométrie, je présenterai les travaux théoriques visant à déterminer la répartition optimale d'éléments rayonnants pour réaliser une antenne vectorielle. Après avoir identifié les limites de cette approche, j'aborderai les travaux relatifs à la conception et à la caractérisation d'une antenne vectorielle distribuée multi-bandes réalisée dans la thèse [35] puis large bande colocalisée proposée dans la thèse [36].

3.2 État de l'art sur la radio-goniométrie

La plupart des antennes de radiogoniométrie disponibles sur le marché présentent une couverture 2D (un seul angle est alors estimé) et fonctionnent sur une large bande de fréquences en bande VHF ou UHF. Cependant, certaines applications nécessitent une couverture sur tout l'espace ou au minimum sur un demi-espace 3D.

3.2.1 Principes généraux

3.2.1.a Erreur d'estimation de direction d'arrivée

La direction d'arrivée est estimée grâce à la connaissance des angles de site θ et d'azimut ϕ tels que définis dans un repère cartésien tel qu'illustré sur la figure 3.1

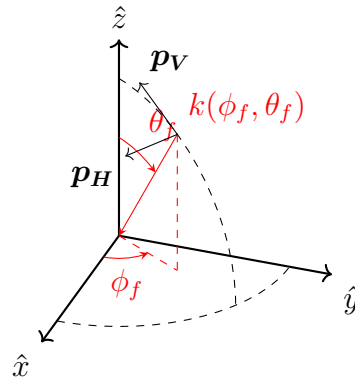


FIGURE 3.1 – Définition des angles d'azimut ϕ et de site θ dans le repère cartésien.

L'erreur d'estimation de direction d'arrivée est calculée à partir de la relation suivante

$$\Delta a_{\text{RMS}}(\phi, \theta) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |\Delta a(\phi, \theta)|^2}, \quad (3.1)$$

où L , est le nombre de tirages et $\Delta a(\phi, \theta)$ désigne la distance angulaire définie comme

$$\Delta a(\phi, \theta) = \cos^{-1}(\cos(\theta) \cos(\hat{\theta}) + \sin(\theta) \sin(\hat{\theta}) \cos(\phi - \hat{\phi})), \quad (3.2)$$

où $(\hat{\phi}, \hat{\theta})$ et (ϕ, θ) désignent respectivement les angles estimés et réels.

D'un point de vue théorique, grâce à la bande de Cramer-Rao [65] on peut évaluer l'erreur d'estimation de direction l'arrivée minimale atteignable selon le type d'antennes élémentaires et le rapport signal à bruit en entrée du récepteur. Par ailleurs, afin de s'affranchir des limites de performances d'estimation liées à l'algorithme utilisé pour calculer la direction d'arrivée, le 95^{ème} pourcentile de toutes les directions d'arrivées contenues dans la demi-sphère est utilisé. Cette mesure permet de supprimer les fortes valeurs d'erreur qui sont angulairement très localisées et ainsi de reproduire le comportement passe bas d'un récepteur mobile réel.

3.2.1.b Types d'antennes et techniques d'estimation

Cette partie a pour but d'identifier la relation existante entre la topologie géométrique de l'antenne et la technique d'estimation de direction d'arrivée (DOA) utilisée en radio-goniométrie. Les antennes de radio-goniométrie sont constituées de plusieurs éléments rayonnants et leur répartition spatiale dépend essentiellement du type de traitement de l'information utilisé pour déterminer la direction d'arrivée de l'onde incidente.

Les principales topologies géométriques d'antennes sont un :

- réseau d'antennes identiques équiréparties sur une couronne de grand rayon,
- réseau d'antennes colocalisées diversement polarisées,
- réseau d'antennes distribuées et diversement polarisées.

L'architecture de l'antenne de goniométrie dépend donc du type d'information porté par l'onde EM qui sera traité par l'estimateur. Le type d'information peut être listé ainsi :

- estimation par détection d'amplitude,
- estimation par détection de phase (Doppler, interférométrie),
- estimation par détection de polarisation.

Enfin, les techniques d'estimations de direction d'arrivée principalement utilisées sont énoncées ci-dessous :

- technique de type Watson/Watt,
- technique du vecteur de Poynting,
- technique de formation de faisceaux,
- technique de corrélation de signaux (maximum de vraisemblance),
- technique de haute résolution spectrale (MUSIC, ESPRIT).

3.2.2 Antenne vectorielle pour la radio-goniométrie

Une antenne vectorielle (AV) est composée d'au moins six capteurs de champ EM appelés éléments rayonnants élémentaires ou antennes élémentaires. Trois d'entre eux, disposés orthogonalement, mesurent en un point de l'espace les trois composantes du champ électrique incident, tandis que les trois autres, mesurent les trois composantes du champ

magnétique incident au même point. Ces éléments rayonnant peuvent être par exemple trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques. Ainsi, la diversité de diagramme de rayonnement et de polarisation permet d'estimer la DOA sans utiliser la distance d'espacement entre les capteurs. Connaissant les six composantes du champ EM incident, le vecteur de Poynting peut être utilisé pour déterminer la DOA.

3.2.2.a Historique

En 1983, E. Ferrara *et. al.* [66] proposent d'étendre les techniques d'estimation de DOA d'ondes EM [67, 68] à des réseaux d'antennes constitués d'éléments polarisés de façon diverses. Au début des années 1990, Hatke réalise la première antenne vectorielle (baptisée l'antenne SuperCART) [69, 70] composée de trois boucles et de trois dipôles électriques orthogonaux entre eux. Nehorai *et. al.* propose d'ajouter à la technique d'estimation de la DOA, la mesure du champ magnétique [71].

3.2.2.b Modèle de signal

Le modèle de signal utilisé est défini ci-dessous. Considérons F ondes planes se propageant dans un milieu linéaire, homogène, isotrope, et sans pertes en direction d'une antenne vectorielle positionnée au centre d'un repère cartésien et constituée de P accès. La DOA du $f^{\text{ème}}$ champ EM incident est décrite dans l'espace 3D par les angles (ϕ_f, θ_f) du vecteur d'onde \mathbf{k} , où $\phi_f \in [0^\circ; 360^\circ]$ et $\theta_f \in [0^\circ; 180^\circ]$ désignent respectivement les angles d'azimut et de site, un vecteur polarisation \mathbf{p}_f défini comme la combinaison d'une polarisation verticale (\mathbf{p}_V) et horizontale (\mathbf{p}_H) au travers de deux paramètres tel que

$$\mathbf{p}_f = \sin(\gamma_f) e^{j\eta_f} \mathbf{p}_V + \cos(\gamma_f) \mathbf{p}_H, \quad (3.3)$$

où $\gamma_f \in [0^\circ; 90^\circ]$ et $\eta_f \in [-90^\circ; 90^\circ]$, désignent respectivement, l'angle de polarisation auxiliaire et la différence de phase. Ainsi, les paramètres qui définissent la direction d'arrivée et la polarisation d'un champ sont regroupés dans le vecteur $\boldsymbol{\Omega}_f = [\theta_f \ \phi_f \ \eta_f \ \gamma_f]^\text{T}$.

Ainsi, le signal $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{P,1}$ reçu en sortie des P accès de l'antenne vectorielle s'écrit tel que

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{d}(\boldsymbol{\Omega}_f) \mathbf{s}(\boldsymbol{\Omega}_f, t) + \mathbf{w}(t), \quad (3.4)$$

avec $\mathbf{d} \in \mathbb{C}^{P,F}$, la réponse de l'AV qui inclue le vecteur polarisation \mathbf{p} . De plus, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{F,1}$ désigne le vecteur signal associé aux F champ incidents au temps t et $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{P,F}$ représente le vecteur de bruit blanc gaussien dé-corrélé.

Le type de traitement appliqué au vecteur \mathbf{x} , définit la technique d'estimation de DOA.

3.3 Contribution aux antennes vectorielles pour la radiogoniométrie

3.3.1 Répartition optimale des éléments d'une antenne vectorielle

Ce travail est associé aux articles [72, 73] et [9] correspondant à la thèse [35]. Comme déjà évoqué, la principale difficulté lors de la conception d'une AV est de colocaliser les antennes sans les coupler entre elles. Pour pallier cette difficulté nous proposons de délocaliser les antennes et de synthétiser les diagrammes de rayonnement associés à chaque type de dipôle (électrique et magnétique) en recombinaison judicieusement les sorties des antennes. Nous proposons de répartir des antennes dipolaires sur une sphère et d'utiliser une décomposition du champ en harmoniques sphériques. Cette décomposition permet de relier les sorties d'antennes au champ incident au travers d'une matrice M^- . Le conditionnement de cette matrice nous renseigne sur la capacité de l'antenne vectorielle à estimer une onde incidente en présence de bruit spatial.

3.3.1.a Formulation du problème

La représentation d'un champ (\mathbf{E}, \mathbf{H}) à l'aide des harmoniques sphériques entrant $\mathbf{e}_p^{spher,-}$, $\mathbf{h}_p^{spher,-}$ et sortant $\mathbf{e}_p^{spher,+}$, $\mathbf{h}_p^{spher,+}$ d'une sphère de rayon d s'écrit [61].

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \sum_p s_p^+ \mathbf{e}_p^{spher,+} + s_p^- \mathbf{e}_p^{spher,-}, \\ \mathbf{H} &= \sum_p s_p^+ \mathbf{h}_p^{spher,+} + s_p^- \mathbf{h}_p^{spher,-}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec s_p^- , s_p^+ les coefficients des harmoniques sphériques entrantes et sortantes.

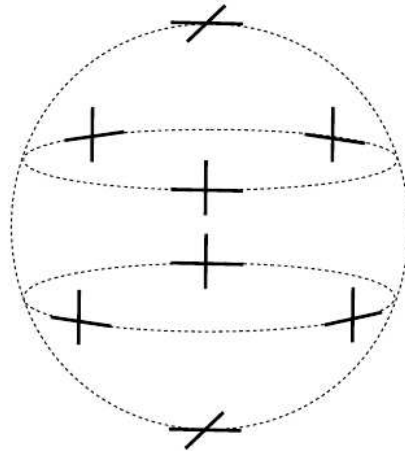


FIGURE 3.2 – Répartition des éléments rayonnants constituant l'antenne vectorielle.

Pour une répartition de N_a antennes sur une sphère de rayon d telle que représentée sur la figure 3.2, lorsque ce réseau d'antennes est éclairé par un champ électromagnétique, les amplitudes d'onde (\mathbf{a}^-) reçues en sortie d'accès des antennes sont reliés aux harmoniques sphériques entrant par une matrice \mathbf{M}^- représentant la réponse de chaque antenne. Cette interaction peut s'écrire sous forme d'un système linéaire

$$\mathbf{a}^- = \mathbf{M}^- \mathbf{s}^-, \quad (3.6)$$

avec $\mathbf{a}^- \in \mathbb{C}^{N_a,1}$, $\mathbf{s}^- \in \mathbb{C}^{N_s,1}$ où N_s est le nombre d'harmoniques sphériques et $\mathbf{M}^- \in \mathbb{C}^{N_a, N_s}$. Le nombre d'harmoniques sphériques N_s dépend du rayon d de la sphère sur laquelle est décomposé le champ incident. Plus d est petit, plus N_s est restreint.

Dans le cas où $N_a \geq N_s$, à partir des mesures des \mathbf{a}^- , il est toujours possible de déterminer les harmoniques sphériques entrant \mathbf{s}^- en inversant le système linéaire (3.6).

Nous démontrons [72] à partir du principe de réciprocité de H.A. Lorentz [74] que la matrice \mathbf{M}^- peut être déterminée à partir de la connaissance de la matrice \mathbf{M}^+ tel que

$$\mathbf{M}^- = -\mathbf{M}^{+T}, \quad (3.7)$$

avec la matrice \mathbf{M}^+ obtenue en calculant (par simulation) le champ rayonné sur la sphère lorsque chaque source est excitée de telle façon que $\mathbf{a}_n^+ = 1$ et $\mathbf{a}_{n'}^+ = 0$ pour $n' \neq n$. La décomposition de ce champ en harmoniques sphériques renseigne les éléments de la colonne n de la matrice \mathbf{M}^+ . Ainsi, les harmoniques sphériques sortantes sont reliées aux amplitudes d'ondes appliquées aux antennes par

$$\mathbf{s}^+ = \mathbf{M}^+ \mathbf{a}^+. \quad (3.8)$$

Le conditionnement de la matrice \mathbf{M}^- permet de quantifier la sensibilité de l'estimation de la direction d'arrivée à un bruit spatial (tel que des multitrajets). Cette sensibilité peut être évaluée en fonction du rayon d de la sphère sur laquelle sont réparties les antennes. Dans le cas où les éléments de l'antenne vectorielle sont colocalisés, il suffit des six premières harmoniques sphériques pour estimer complètement le champ au centre de la sphère. Dans le cas contraire, des harmoniques d'ordre supérieur sont nécessaires. On peut alors estimer le nombre d'éléments de l'AV nécessaire en fonction de leurs éloignements respectifs (rayon de la sphère d). Pour cela, le système matriciel (3.8) est séparé en deux blocs tel que le premier bloc \mathbf{M}_1^+ est associé au six premières harmoniques et le deuxième \mathbf{M}_2^+ aux harmoniques d'ordre supérieur. On applique un vecteur \mathbf{P} sur chaque bloc de façon à minimiser les harmoniques d'ordre supérieure à 6 (\mathbf{s}^+) tel que $\mathbf{a}^+ = \mathbf{P}\mathbf{b}^+$ avec \mathbf{b}^+ le vecteur excitation à l'entrée d'un répartiteur de mode constitué du vecteur \mathbf{P} . Ainsi,

$$\mathbf{s}_1^+ = \mathbf{M}_1^+ \mathbf{P}\mathbf{b}^+, \quad \mathbf{s}_2^+ = \mathbf{M}_2^+ \mathbf{P}\mathbf{b}^+. \quad (3.9)$$

Pour déterminer les composantes du vecteur \mathbf{P} , une décomposition en valeur singulière est appliquée sur \mathbf{M}_2^+ afin de conserver uniquement les 6 dernières valeurs du vecteur singulier droit afin de minimiser les harmoniques d'ordre supérieur. Ainsi, les sorties d'antennes permettant de remonter aux composantes du champ incident sont données par

$$\mathbf{b}^- = -(\mathbf{M}_1^+ \mathbf{P})^T \mathbf{s}_1^-. \quad (3.10)$$

De plus, on établit un critère d'efficacité d'estimation basé sur la décomposition en valeurs singulières des éléments des deux blocs tel que

$$e_{svd} = \frac{\sigma_2}{\sigma'}, \quad (3.11)$$

avec σ_2 , la plus grande valeur singulière de $\mathbf{M}_2^+ \mathbf{P}$ et σ' , la plus petite valeur singulière de la matrice $\mathbf{M}_1^+ \mathbf{P}$. Ce critère nous permet de déterminer si le nombre d'antennes élémentaires est suffisant selon leur espacement. De plus, la sensibilité de l'estimation de la direction d'arrivée a un bruit spatial (tel que des multitrajets) est estimée en fonction du rayon d de la sphère sur laquelle sont réparties les antennes au travers du conditionnement de la matrice $-(\mathbf{M}_1^+ \mathbf{P})^T$ noté e_{Cond} .

3.3.1.b Application aux antennes vectorielles

Par exemple, considérons douze antennes équiréparties comme illustrées sur la figure 3.3. La figure 3.4-(a) représente l'efficacité d'estimation, tandis que sur la figure 3.4-(b) le conditionnement de la matrice $-(\mathbf{M}_1^+ \mathbf{P})^T$ est représenté en fonction de l'espacement entre antennes. Ce conditionnement indique la sensibilité de l'antenne au bruit spatial. Plus il est élevé, plus l'antenne est sensible.

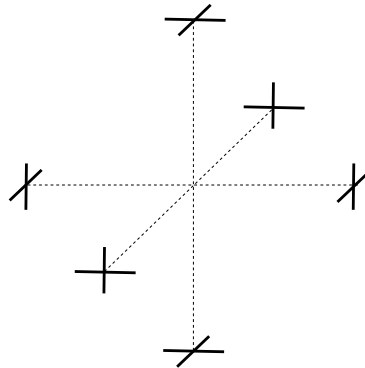


FIGURE 3.3 – Répartition de 12 éléments rayonnants constituant l'antenne vectorielle.

l'efficacité d'estimation augmente avec la distance jusqu'à atteindre un pic pour $d = 0,43\lambda$ tandis que la sensibilité de l'antenne vectorielle diminue et atteint un minimum pour $d = 0,25\lambda$.

Pour vérifier ces résultats, nous faisons un test d'estimation de direction d'arrivée à partir du vecteur de Poynting. Le champ incident est dans la direction $\theta = 30^\circ$, $\phi = -120^\circ$ en présence d'un bruit gaussien d'écart type de 0.01. Cette expérience est réalisée pour 1500 échantillons de bruit pour trois rayons d'antenne $d = 0.01\lambda$, $d = 0.05\lambda$ et $d = 0.25\lambda$. Les résultats sont illustrés sur la figure 3.5.

Comme attendu et prédit par les deux critères, pour $d = 0.01\lambda$, l'estimation est correctement centrée (e_{svd} faible) mais fortement bruitée (e_{cond} fort). Pour $d = 0.05\lambda$, l'estimation est correctement prédite avec peu de bruit. Pour $d = 0.25\lambda$, l'estimation est incorrectement prédite ($\theta = 40^\circ$ au lieu de 30°) avec pas de bruit (e_{cond} faible). Ainsi, l'espacement

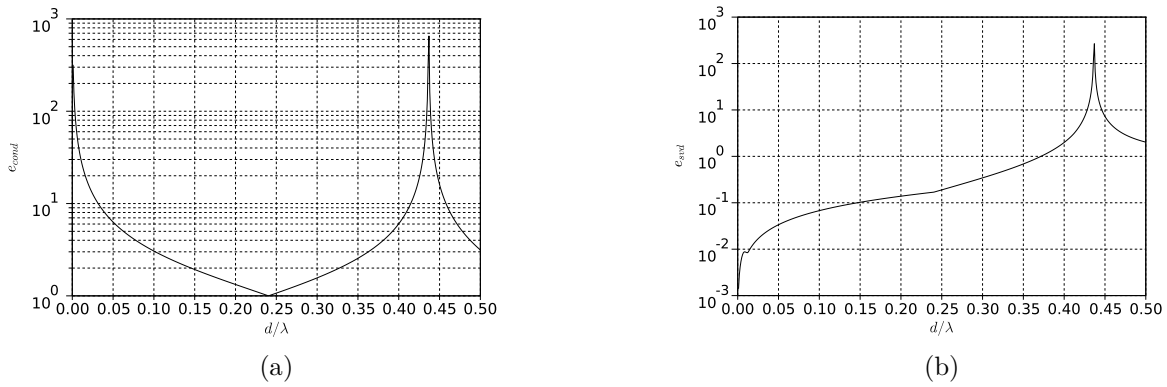


FIGURE 3.4 – Conditionnement de la matrice $-(\mathbf{M}_1^+ \mathbf{P})^T$ (a) et efficacité d'estimation (b) selon la distance entre antennes.

entre antennes dégrade rapidement les performances d'estimation à partir du calcul du vecteur de Poynting.

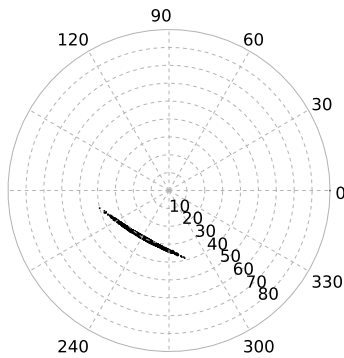
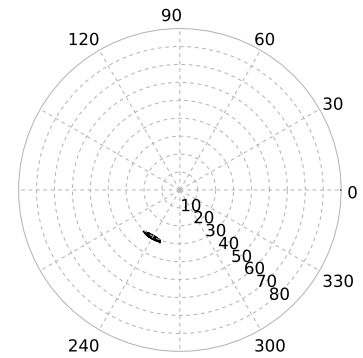
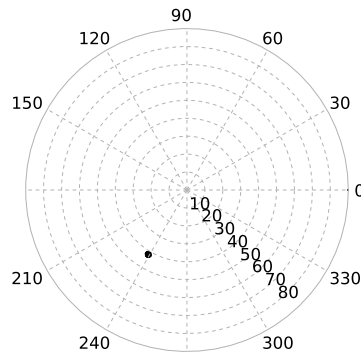
(a) $d = 0.01\lambda$ (b) $d = 0.05\lambda$ (c) $d = 0.25\lambda$

FIGURE 3.5 – Estimation de direction d'arrivée pour une direction $\theta = 30^\circ$, $\varphi = -120^\circ$ pour trois rayons d'antenne $d = 0.01\lambda$, $d = 0.05\lambda$ et $d = 0.25\lambda$.

3.3.1.c Application à une antenne à trois composantes

Dans cette section, nous allons mettre en évidence les limitations de la technique présentée précédemment.

L'espacement entre antennes dégrade rapidement les performances d'estimation à partir du calcul du vecteur de Poynting pour un nombre d'antenne limité. Pour montrer ceci, nous utilisons une antenne à éléments colocalisés à quatre accès. Selon la présence ou non d'un plan métallique supportant l'antenne, le nombre d'harmoniques sphériques nécessaire à décrire correctement l'antenne est différent. Ainsi, la capacité d'estimation de direction d'arrivée est directement dépendante du support de l'antenne.

Les antennes dédiées aux applications embarquées ont souvent une pièce métallique comme support (fuselage). Nous envisageons alors de concevoir l'antenne sur une surface métallique. Ainsi, les composantes du champ incident restantes sont celles correspondantes à

une polarisation TM/z c'est à dire les composantes H_x , H_y et E_z .

L'antenne étudiée est représentée sur la figure 3.6. Elle est constituée de deux demi-boucles colocalisées verticales connectées par quatre accès. Cette antenne est capable de générer les diagrammes de rayonnement associés à deux dipôles magnétiques orientés sur $0x$ et $0y$ et un dipôle électrique orienté sur l'axe $0z$, soit trois antennes élémentaires.

Le nombre d'harmoniques sphériques excités (TE/r, TM/r) selon que l'antenne est avec ou sans plan métallique infini est représenté sur la figure 3.7. Dans le cas où l'antenne est posée sur un plan métallique infini, le nombre d'harmoniques sphériques est supérieur au nombre d'antennes qui n'est plus suffisant pour récupérer l'information portée par les harmoniques sphériques d'ordre supérieur. Ceci est particulièrement vrai pour les modes TM/r associés au champ électrique et donc à l'estimation en θ comme illustrée sur la figure 3.8.

On montre dans [9] que l'utilisation d'un plan métallique fini modifie l'amplitude des modes supplémentaires et ainsi l'estimation de la DOA est dégradée comme illustrée sur la figure 3.9.

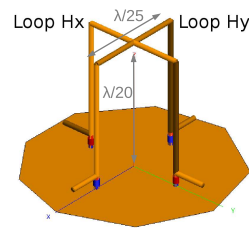


FIGURE 3.6 – Modèle de l'antenne simulée

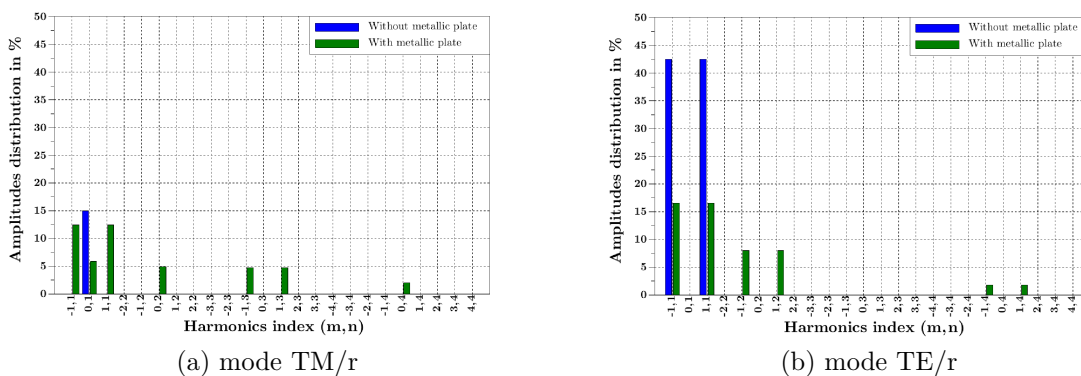


FIGURE 3.7 – Amplitudes des harmoniques sphériques associés au champ électrique (TM/r) et magnétique (TE/r) avec (vert) et sans (bleu) plan réflecteur métallique

L'ajout du plan métallique renforce les harmoniques sphériques d'ordre élevé et ne permet plus d'estimer correctement la DOA à partir du vecteur de Poynting.

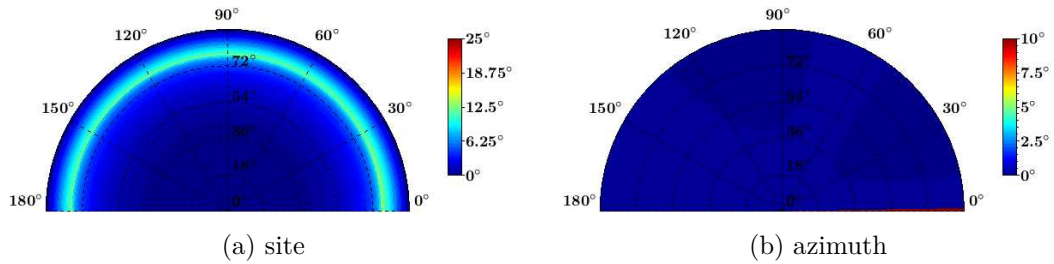
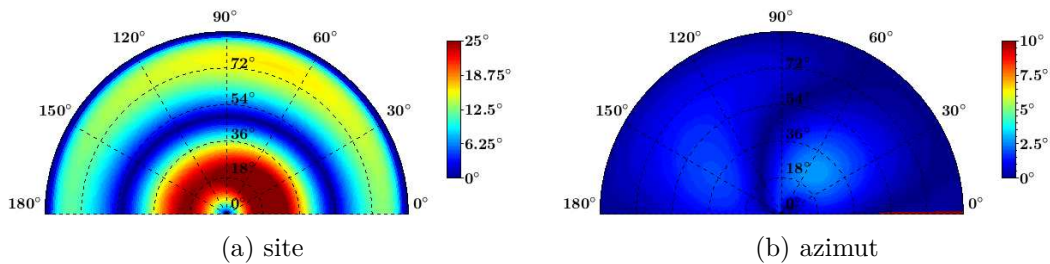


FIGURE 3.8 – Erreur d'estimation de DOA avec un plan réflecteur infini

FIGURE 3.9 – Erreur d'estimation de DOA avec un plan réflecteur fini de 1.5λ

3.3.1.d Conclusion

L'utilisation d'une décomposition du champ en harmoniques sphériques est un concept intéressant pour la radiofréquence appliquée à une antenne vectorielle. Il permet d'estimer les performances d'une antenne vectorielle constituée de dipôles électriques et magnétiques élémentaires. Cependant, lorsqu'on considère les phénomènes liés à l'imbrication d'antennes (couplages, câbles d'alimentation, plan réflecteur), cette technique nécessite d'augmenter le nombre d'antennes et donc la complexité de l'antenne pour accéder aux harmoniques sphériques d'ordre supérieurs, sans quoi les performances d'estimation de DOA se dégradent rapidement.

3.3.2 Eléments délocalisés multibandes

Les conclusions de l'étude précédente nous ont conduits à substituer la technique d'estimation de direction d'arrivée à partir du vecteur de Poynting par une technique dite de haute résolution telle que MUSIC (Multiple Signal Classification). Ce travail est associé aux articles [10, 11] relatifs à la thèse [35].

Les contraintes que nous nous sommes fixées sont :

- un fonctionnement multi-bande (GSM-UMTS),
- une dimension relativement compacte,
- une erreur d'estimation inférieure à 5° .

3.3.2.a Répartition des éléments à partir du spectre d'ambiguïté

L'étude sur la répartition et l'orientation des antennes constituant l'AV [9] a montré qu'une répartition telle que représentée sur la figure 3.10 est optimale en terme de découplage entre éléments.

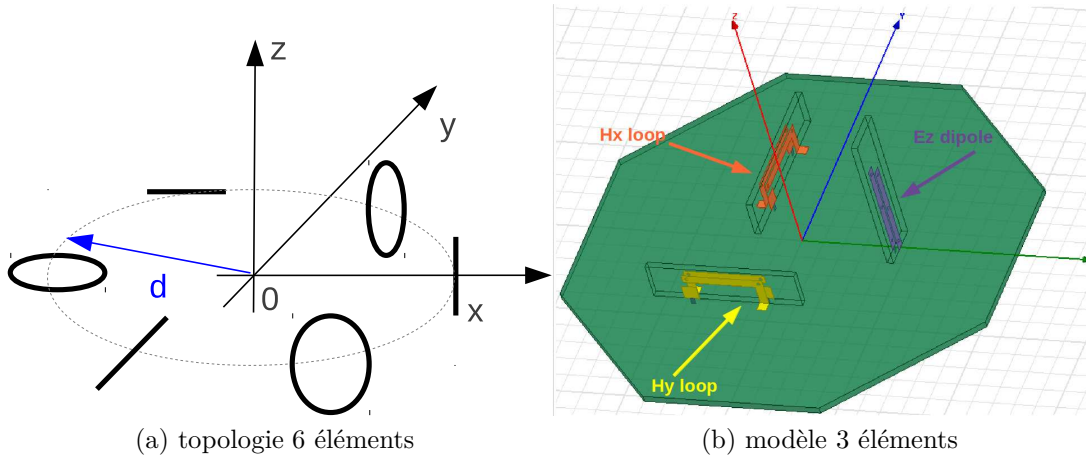


FIGURE 3.10 – Topologie et modèle de l'antenne proposée

Nous envisageons alors d'étudier cette configuration en gardant les deux boucles centrées sur $0x$ et $0y$ et le dipôle électrique selon $0z$ tel que représenté sur la figure 3.10. Nous réalisons une étude paramétrique afin de déterminer la distance de séparation maximale entre éléments. Cette distance est déterminée à l'aide du calcul du spectre d'ambiguïté du réseau [75] selon la relation

$$\alpha(\phi_i, \theta_i, \phi_j, \theta_j) = \cos^{-1} \left(\frac{|\mathbf{d}^*(\phi_i, \theta_i) \cdot \mathbf{d}(\phi_j, \theta_j)|}{\|\mathbf{d}^*(\phi_i, \theta_i)\| \cdot \|\mathbf{d}(\phi_j, \theta_j)\|} \right). \quad (3.12)$$

Où $\alpha \in [0; \pi/2]$ représente l'angle (modulo $\pi/2$) du produit scalaire entre deux réponses de l'antenne éclairée par une onde provenant de deux directions de l'espace distinctes. $\mathbf{d}(\phi_i, \theta_i)$, est le vecteur de steering (réponse de l'antenne) associé à une direction définie. Plus le coefficient est petit, plus l'estimation de la DOA devient ambiguë.

Nous montrons que la distance maximale de séparation entre éléments est de $d = 0,25\lambda$. Au delà de cette distance, certaines directions d'arrivées seront indéterminées comme le montre la figure 3.11 où le spectre d'ambiguïté 3D théorique [10] est représenté pour diverses distances de séparation entre éléments. Le coefficient d'ambiguïté ($\alpha_{min}(\phi_1, \theta_1)$) où (ϕ_1, θ_1) représente la direction testée est calculé sur toute une demi-sphère. Lorsque $\alpha_{min}(\phi_1, \theta_1)$ tend vers 0, la direction (ϕ_1, θ_1) est ambiguë.

Les performances d'estimation obtenues avec un espacement entre éléments de $d = 0,25\lambda$ sont données dans [10].

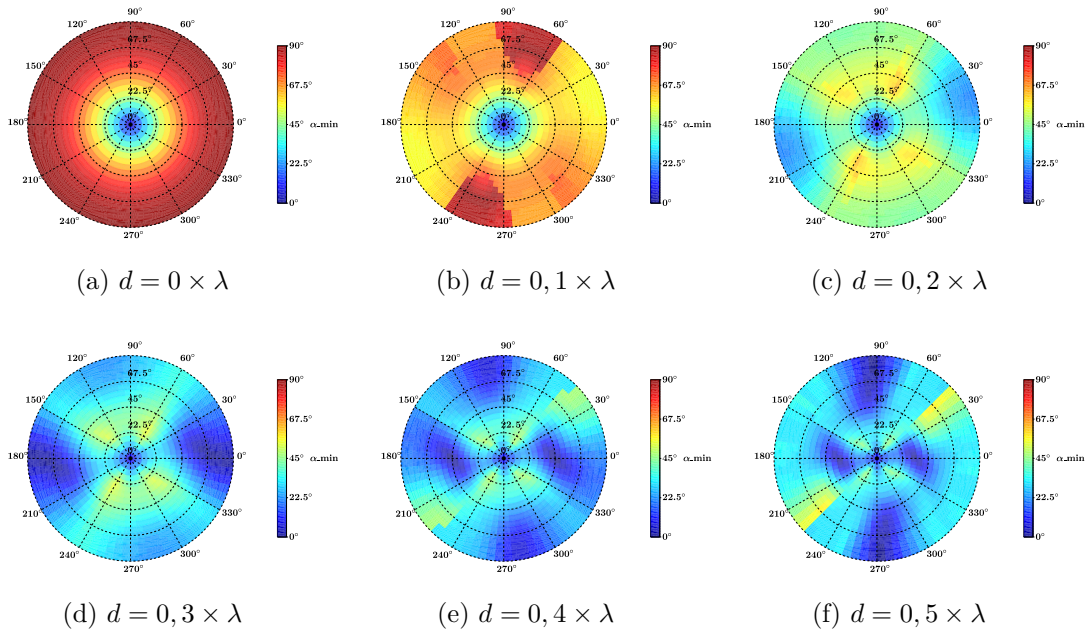


FIGURE 3.11 – Spectre d’ambiguïté 3D théorique ($\alpha_{min}(\phi_1, \theta_1)$) pour diverses distances de séparation

3.3.2.b Antenne proposée

Dans le but d’améliorer ces performances nous allons augmenter le nombre de capteurs afin d’augmenter la diversité spatiale. Nous proposons d’utiliser trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques répartis sur deux cercles tous les 120° tel que le rayon du cercle sur lequel sont répartis les dipôles électriques est le double que celui contenant les dipôles magnétiques. Ainsi, le nul de rayonnement du dipôle magnétique est dans l’axe de deux dipôles électriques et leurs couplages respectifs est minimisés.

Par ailleurs, chaque élément est conçu pour fonctionner dans deux bandes de fréquence. La figure 3.12 illustre la répartition des éléments proposés ainsi que les éléments utilisés. Le dipôle électrique est constitué d’un dipôle replié incluant un dispositif sélectif en fréquence (filtre réjecteur de la fréquence haute) afin d’obtenir deux fréquences de résonance. Le dipôle magnétique est constitué de deux boucles imbriquées tel que décrit en 2.3.1.

Le coefficient de réflexion simulé est reporté sur la figure 3.13. La bande passante à $VSWR < 2$ est de $[1625\text{MHz}-1904\text{MHz}]$ (16%) et $[830\text{MHz}-1050\text{MHz}]$ (23%) pour le dipôle électrique et de $[1702\text{MHz}-1890\text{MHz}]$ (10%) et $[815\text{MHz}-980\text{MHz}]$ (18%) pour le dipôle magnétique.

Le rayon de la répartition des dipôles électriques est de $0,57\lambda$ tandis que celui des dipôles magnétiques est de $0,285\lambda$ avec λ la longueur d’onde associée à la fréquence de fonctionnement la plus grande. Ces rayons ont été déterminés à partir de l’analyse du spectre d’ambiguïté afin de minimiser le risque d’ambiguïté de détection.

Le coefficient de réflexion simulé est reporté sur la figure 3.13. La bande passante à

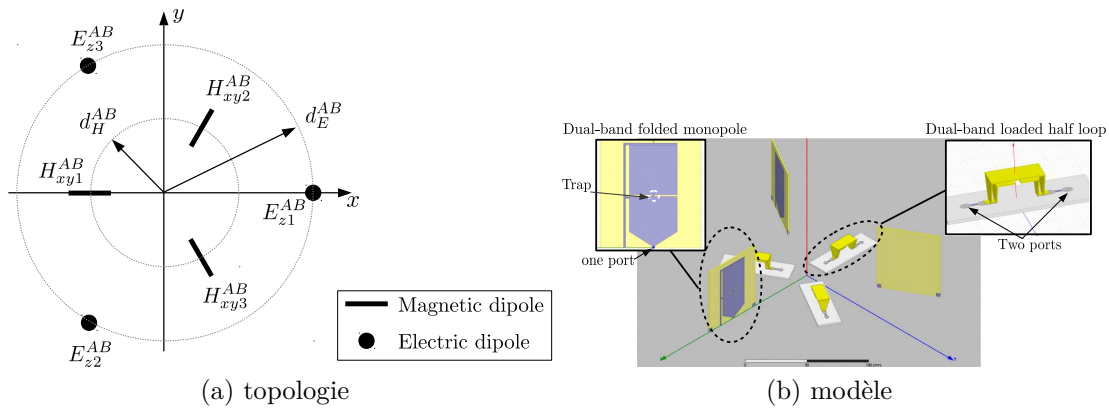
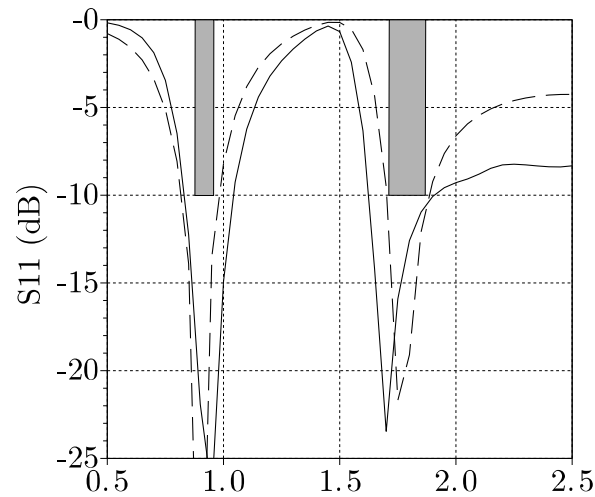


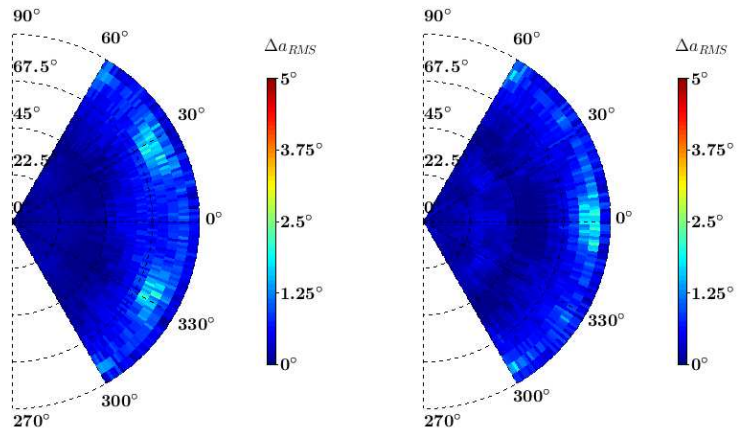
FIGURE 3.12 – Topologie et modèle de l'antenne vectorielle bi-bande proposée

$VSWR < 2$ est de [1625MHz-1904MHz] (16%) et [830MHz-1050MHz] (23%) pour le dipôle électrique et de [1702MHz-1890MHz] (10%) et [815MHz-980MHz] (18%) pour le dipôle magnétique.

FIGURE 3.13 – Coefficient de réflexion S_{11} en entrée du dipôle électrique (trait continu) et du dipôle magnétique (trait pontillé) et le gabarit requis (gris)

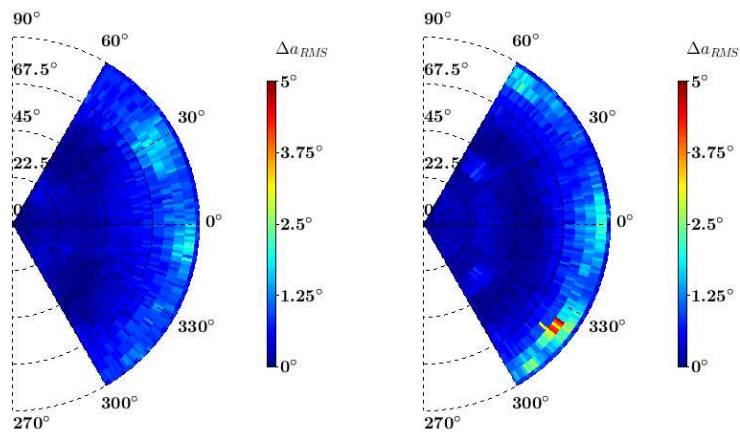
L'estimation de la DOA est simulée puis mesurée pour un rapport de densité de signal sur bruit (RPB) de 36dB.m² telle que définie dans [11] pour $N = 100$ tirages de bruit et $L = 20$ estimation de DOA. Les résultats sont reportés sur la figure 3.14. On retrouve une bonne correspondance entre simulation et mesure. L'erreur RMS n'excède pas 4°.

Afin d'évaluer la distance de la source EM détectée, nous caractérisons l'estimation de la DOA en fonction du RPB comme illustrée sur la figure 3.15 pour les angles ϕ correspondant au maximum d'erreur d'estimation selon les résultats de la figure 3.14. Même lorsque le RPB diminue, l'estimation de la DOA présente une erreur RMS inférieure à 5° pour des angles de site $\theta \in [0^\circ, 60^\circ]$.



(a) simulation 1000MHz

(b) simulation 1800MHz



(c) mesure 1000MHz

(d) mesure 1800MHz

FIGURE 3.14 – Simulation et mesure de $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ avec MUSIC. Plan réflecteur de 800x800 mm, $P_r = -105 \text{ dBW.m}^{-2}$ ($\text{PNR} = 36 \text{ dB.m}^{-2}$), $N=100$ and $L=20$

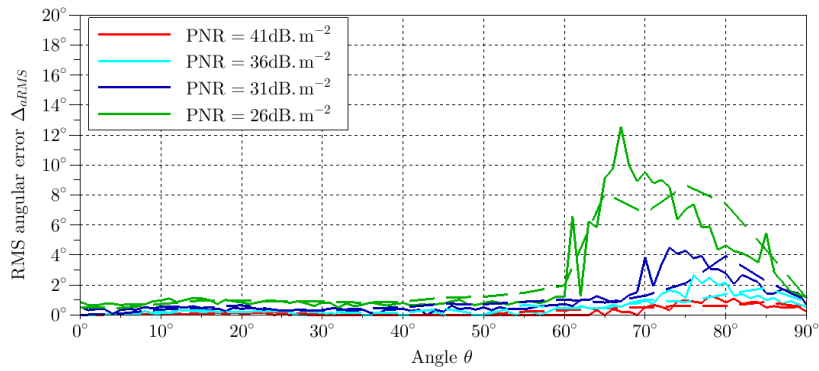
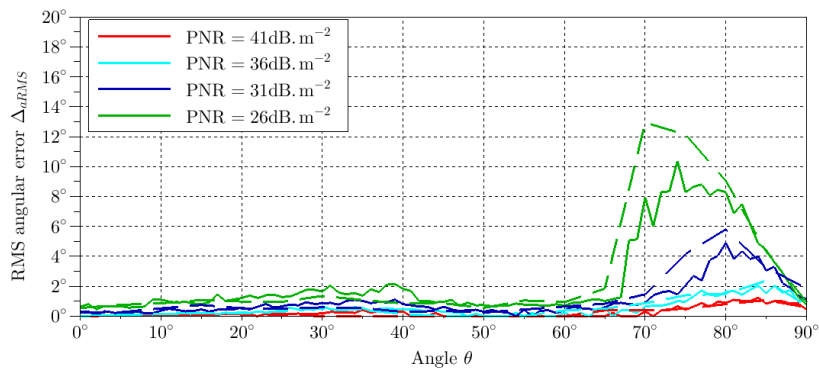
(a) $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ selon θ pour $\phi = 30^\circ$ à 1000 MHz(b) $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ selon θ pour $\phi = 0^\circ$ à 1800 MHz

FIGURE 3.15 – Mesure (dashed lines) et simulation (solid lines) de $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ pour $RPB = 41\text{dB.m}^{-2}$, 36 dB.m^{-2} , 31 dB.m^{-2} et 26 dB.m^{-2} , $N=100$ and $L=20$

3.3.2.c Conclusion

Dans cette étude nous avons montré que pour garantir de bonnes performances d'estimation de DOA, il est essentiel que les éléments constituant l'AV soient découplés. En outre, la répartition spatiale de ces éléments permet d'accéder à l'information de phase différentielle entre éléments et favorise de bonnes performances. Nous avons proposé une méthodologie de conception d'antennes vectorielles multi-bandes dont nous avons réalisé et caractérisé un prototype. L'extension à une troisième bande de fréquence a également été proposée.

3.3.3 Elements colocalisés large bande

Ce travail est associé aux articles [20, 21, 22] relatifs à la thèse [36]. Dans le chapitre précédent, nous avons travaillé sur une antenne multi-bandes. Bien que les performances obtenues dans deux bandes de fréquence soient bonnes, il est difficile d'augmenter le nombre de fréquences de fonctionnement en gardant un faible encombrement sans renforcer le couplage entre éléments. Nous cherchons ici à réaliser une AV large bande et compacte à partir d'éléments colocalisés.

3.3.3.a Concept d'antenne large bande

La diversité de polarisation nécessite l'utilisation d'antennes électriques (rayonnement du champ E uniforme dans son plan H) et d'antennes magnétiques (rayonnement du champ H uniforme dans son plan E). Si la littérature concernant les antennes large-bande de type électrique est très fournie, ce n'est pas le cas pour les antennes de type magnétique. Les propriétés de large bande passante reposent généralement sur des structures auto-complémentaires et indépendantes en fréquence telles que les antennes discone, log-périodique, spirale logarithmique, vivaldi par exemple. La particularité de ces antennes est qu'elles sont décrites par des angles ou des homothéties de dimensions leur conférant un mode de fonctionnement mixte entre résonance et onde progressive. Cependant, leur diagramme de rayonnement ne correspond pas à celui d'une antenne magnétique.

3.3.3.b Antenne magnétique large bande reconfigurable

Le principe d'une antenne vectorielle, basée sur un trièdre composé de deux antennes magnétiques et une électrique ainsi que la synthèse du diagramme d'un dipôle électrique par une combinaison adéquate des quatre sorties d'antennes associées à deux antennes magnétiques disposées orthogonalement, a été éprouvé dans les sections précédentes. La conception d'une antenne magnétique (dont la polarisation et le diagramme de rayonnement correspond à celui d'une antenne magnétique) large bande permet alors de réaliser une antenne vectorielle large bande.

Un dipôle élémentaire magnétique admet un champ électrique uniforme dans son plan E et un champ magnétique en $\sin \theta$ dans son plan H. Les techniques classiques permettant

de générer un tel diagramme sont :

- l'utilisation d'une boucle de courant électrique,
- l'utilisation d'une fente.

Ces deux types d'antennes ne sont pas large bande par nature. Diverses techniques sont proposées dans la littérature pour élargir leur bande passante mais de façon insuffisante.

Nous proposons d'utiliser un réseau d'antenne large bande dont la polarisation et le diagramme de rayonnement correspondent à un dipôle magnétique.

D'après les travaux de Chu [76] sur les réseaux circulaires d'antennes, une antenne réseau de rayon $r < 0.867\lambda$ constituée de huit éléments peut générer un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel. Ce critère fixe la taille maximale et le nombre d'éléments de l'antenne vectorielle avant apparition de lobes secondaires. En effet, le principe de capteur vectoriel reste théoriquement valable tant que les diagrammes de rayonnement restent quasi-omnidirectionnel.

Dans notre cas, nous choisissons comme élément rayonnant l'antenne Vivaldi. En effet, cette antenne rayonne en polarisation linéaire et présente un diagramme constant en fréquence dans le plan parallèle à celui de l'antenne.

Nous proposons de disposer quatre antennes Vivaldi équiréparties sur un plan métallique. De par le principe des images, le rayonnement dans le demi-plan supérieur (plan contenant le réseau d'antenne) est équivalent à celui d'un réseau de huit antennes en espace libre. Ainsi, les caractéristiques de rayonnement d'une telle antenne correspondent à celles d'un dipôle magnétique.

L'antenne est réalisée sur les deux faces d'un substrat diélectrique comme illustré sur la figure 3.16. Les paramètres de l'antenne sont optimisés afin de maximiser la bande passante en impédance tout en conservant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

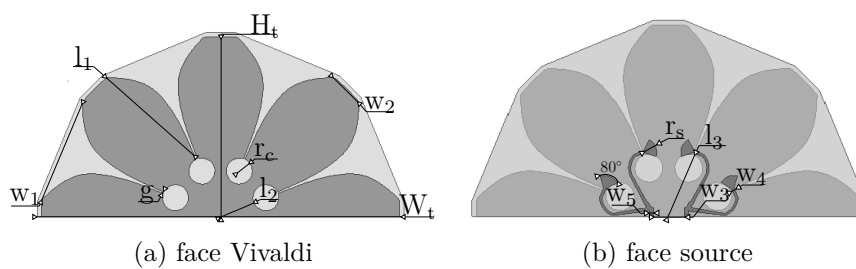


FIGURE 3.16 – Topologie de l'antenne magnétique large bande proposée

Afin de constituer l'antenne vectorielle reconfigurable en diagramme de rayonnement, deux antennes magnétiques large bande sont disposées orthogonalement tel que représenté sur la figure 3.17. Selon l'amplitude et la phase associées à chaque port, différents diagrammes de rayonnement sont synthétisés. Les trois diagrammes élémentaires, c'est-à-dire celui de deux antennes magnétiques selon $0x$ et $0y$ et d'une antenne électrique selon $0z$ sont synthétisés à partir de la loi de pondération indiquée dans le tableau 3.1 et représentée sur la figure 3.18.

TABLE 3.1 – Amplitude et phase appliquées aux sorties de l’antenne pour mesurer les composantes du champ incident H_x , H_y et E_z

Mode	Composante mesurée	Port 1	Port 2	Port 3	Port 4
1	H_x	1	-1	0	0
2	H_y	0	0	1	-1
3	E_z	1	1	1	1

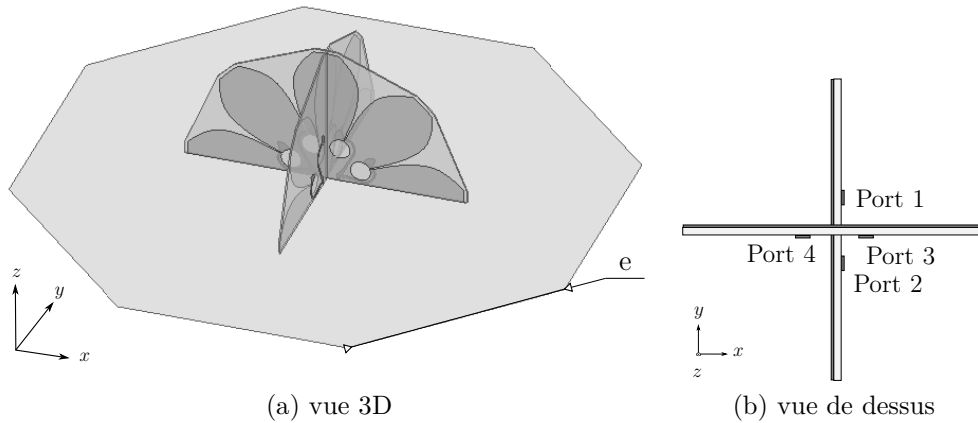


FIGURE 3.17 – Topologie de l’antenne vectorielle proposée

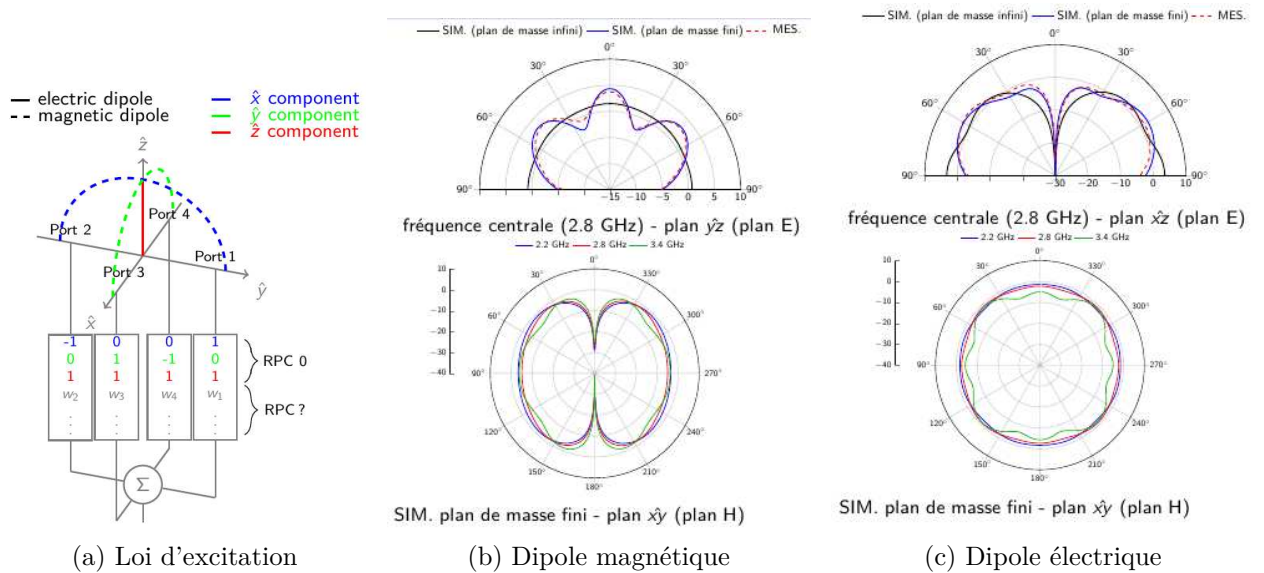


FIGURE 3.18 – Topologie de l’antenne vectorielle reconfigurable (a) et diagramme de rayonnement associé à un des dipôles magnétiques (b) et au dipôle électrique (c)

3.3.3.c Sélection de modes supplémentaires

L’aspect reconfigurable de l’antenne permet de combiner différemment les sorties d’antennes afin d’ajouter des modes rayonnants (diagramme de rayonnement) supplémen-

taires.

Ainsi, le vecteur de sortie d'antenne $\mathbf{x}(t)$ donné en Eq. (3.4) peut être augmenté de M modes supplémentaires et s'écrit :

$$\mathbf{x}_c(t) = \boldsymbol{\beta}\mathbf{x}(t), \quad (3.13)$$

avec $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{C}^{M,P}$ qui définit la matrice des M coefficients de pondération à appliquer aux P ports de l'antenne vectorielle.

Nous proposons une méthode basée sur la borne de Cramer-Rao (CRB) pour sélectionner le ou les modes supplémentaires qui permettent d'enrichir le vecteur sortie d'antenne et ainsi d'améliorer les performances d'estimation de DOA. La CRB permet d'évaluer l'erreur minimale d'estimation atteignable pour un estimateur non biaisé [65].

Pour cela, les modes rayonnants sont regroupés par ensembles, appelés combinaison de modes rayonnés (RPC) afin de constituer des diagrammes de rayonnement identiques avec des propriétés de rotation. Les coefficients de pondération admis sont soit des $+1$ soit des -1 . Après combinaison, le nombre de RPC restant est de onze tel que décrit dans le tableau 3.2. Une représentation de cette topologie est représentée sur la figure 3.19.

La borne Cramer-Rao est alors déterminée pour tous les angles d'arrivée décrits dans une demi-sphère pour trois fréquences représentant respectivement le début, le milieu et la fin de la bande passante. La CRB est calculée à partir des diagrammes de rayonnement de l'AV lorsque celle-ci est excitée par les trois premiers modes regroupés sous l'appellation RPC 0 puis lorsque les combinaisons supplémentaires sont ajoutées successivement.

Le RPC 4 permet d'obtenir les meilleures performances mais l'ajout de modes supplémentaires n'améliore pas significativement l'estimation.

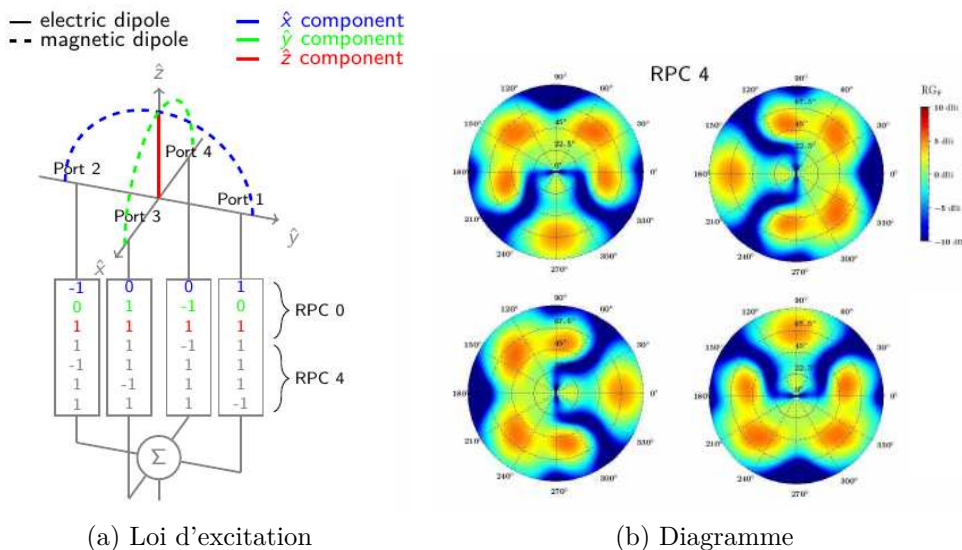


FIGURE 3.19 – Topologie de l'antenne vectorielle reconfigurable (a) et diagramme de rayonnement associé au RPC 4 (b)

Cette technique a pour avantage d'être générique et de ne pas dépendre du type de

TABLE 3.2 – Combinaisons de modes et coefficients de pondération correspondant

	RPC 1				RPC 2				RPC 3			
Port 1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0		
Port 2	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0		
Port 3	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1		
Port 4	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1		
	RPC 4				RPC 5				RPC 6			
Port 1	1	1	1	-1	1	0	1	-1	1	1	0	0
Port 2	1	-1	1	1	1	-1	1	0	0	0	1	1
Port 3	1	1	-1	1	0	1	-1	1	1	0	0	1
Port 4	-1	1	1	1	-1	1	0	1	0	1	1	0
	RPC 7				RPC 8				RPC 9			
Port 1	1				1	0	0	-1	1	1		
Port 2	1				0	-1	1	0	-1	-1		
Port 3	-1				0	0	-1	1	1	-1		
Port 4	-1				-1	1	0	0	-1	1		
	RPC 10				RPC 11							
Port 1	1	1	0	-1	1	1	0	-1				
Port 2	0	-1	1	1	0	-1	1	1				
Port 3	1	0	-1	1	-1	1	1	0				
Port 4	-1	1	1	0	1	0	-1	1				

technique d'estimation utilisée. Pour illustrer cette méthode, les résultats de l'analyse par CRB sont donnés sur la figure 3.20-a et -b où est reportée la valeur la plus forte de la CRB en azimut (ϕ) et en site (θ). Le résultats d'estimation de directions d'arrivée à partir de l'algorithme MUSIC confirme la prédiction proposée à l'aide du calcul de la CRB comme illustré sur la figure 3.20-c.

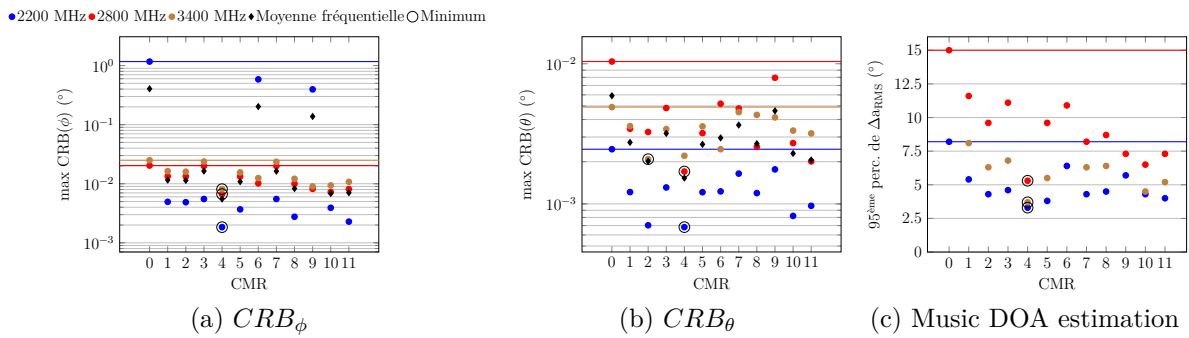


FIGURE 3.20 – Résultats de CRB selon ϕ (a) et θ (b) et estimation de DOA via MUSIC selon le mode ajouté

3.3.3.d Antenne préliminaire

Le prototype initial de l'antenne vectorielle est représenté sur la figure 3.21. L'antenne a pour dimension une demi-sphère de rayon $0.52\lambda_0$ avec λ_0 , la longueur d'onde correspondante à la fréquence basse. Le plan métallique est octogonal et est circonscrit dans un rayon de $1.14\lambda_0$.

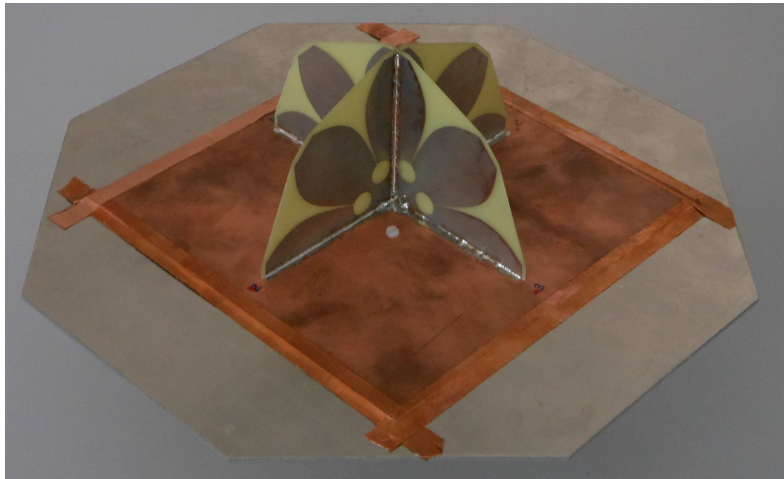


FIGURE 3.21 – Photo du prototype de l'AV large bande et reconfigurable.

Adaptation d'impédance et couplage : La mesure des coefficients de réflexions (S_{ii}) et de transmission (S_{ij}) entre chaque accès est représentée sur la figure 3.22. L'adaptation d'impédance correspondant à un rapport d'onde stationnaire inférieur à 2.3 est valable sur une bande passante de 1.71 : 1 (de 2.08 GHz à 3.56 GHz) tandis que le coefficient d'isolation entre accès est inférieur à 20 dB.

Performances d'estimation de DOA : Les performances d'estimation de DOA sont évaluées en simulation et en mesure. A titre d'exemple, les trois principales métriques

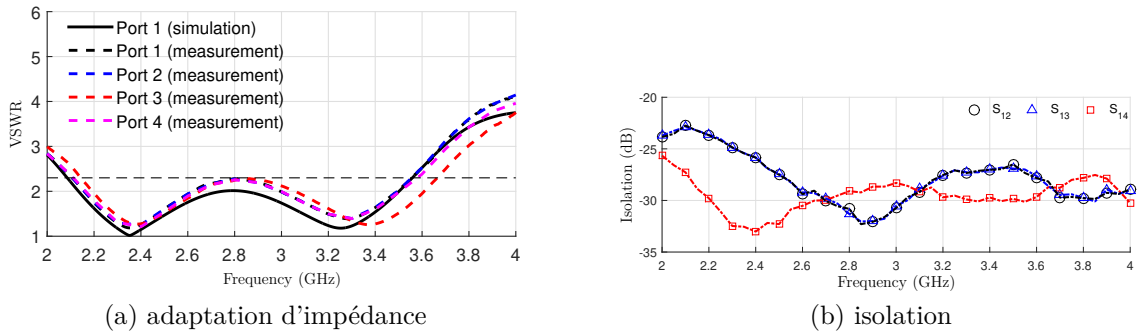


FIGURE 3.22 – Simulation et mesure de l’adaptation (VSWR) et de l’isolation (S_{1i}) de l’AV proposée

permettant d’évaluer les performances de goniométrie mesurées à 2.8 GHz sont représentées sur la figure 3.23. Tout d’abord, lorsque uniquement les trois premiers modes sont considérés (RPC 0). Puis, lorsque le RPC 4 est ajouté. Les métriques utilisées sont de gauche à droite : la CRB, le risque d’ambiguïté (α) et la distance angulaire (Δa_{RMS}) calculé à partir de MUSIC.

L’ajout du RPC 4 améliore la CRB pour les angles $\phi = 30^\circ$ et 60° ainsi que le risque d’ambiguïté sur toute la couverture angulaire. Par conséquent, l’erreur maximale sur toute la couverture ne dépasse pas 5° grâce à l’ajout d’un mode de rayonnement supplémentaire.

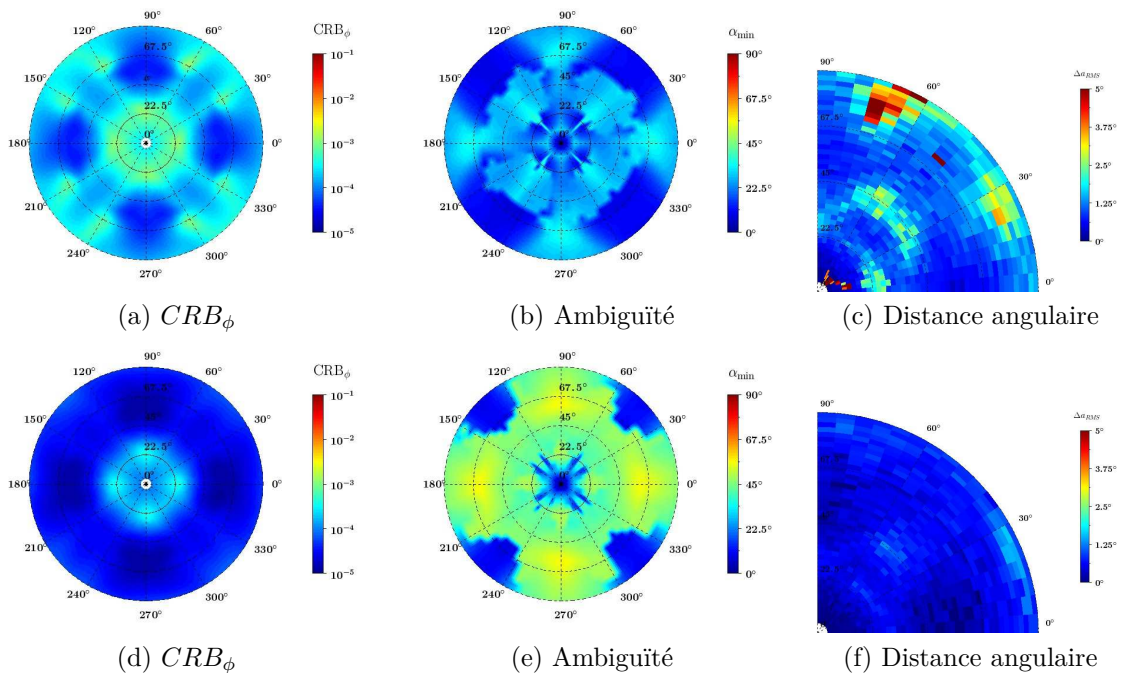


FIGURE 3.23 – Mesures à 2.8 GHz sans RPC 4 (figures du haut) et avec RPC 4 (figures du bas). Pour un RPB fixé à 36 dB.m^{-2} . L’angle d’élévation θ correspond à l’axe radial tandis que l’angle d’azimut ϕ correspond à l’axe angulaire.

Lorsque le RPC 4 est ajouté à RPC 0, le 95^{èmes} pourcentile de l’estimation de direction

d'arrivée, déterminée à l'aide de MUSIC est tracé pour différentes fréquences et en fonction du RPB sur la figure 3.24. L'ajout d'un mode supplémentaire correctement sélectionné permet d'obtenir de meilleures performances en haut de la bande passante de l'AV.

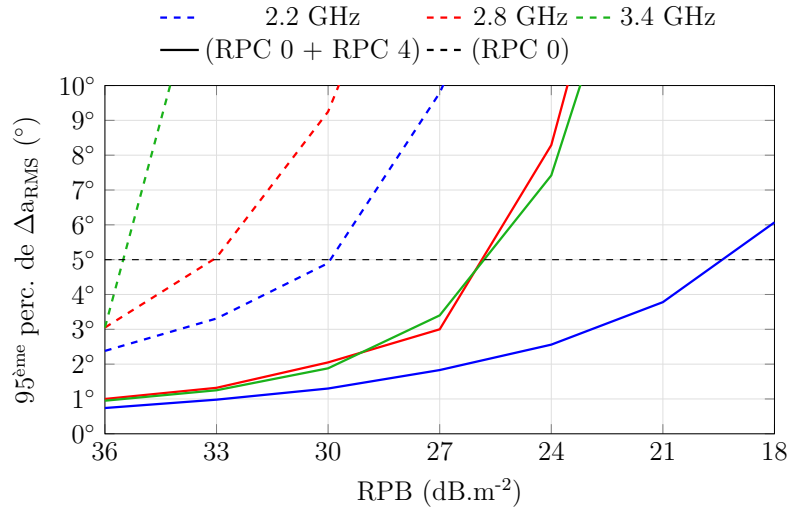


FIGURE 3.24 – Mesure du 95th pourcentage de Δa_{RMS} fonction du RPB pour RPC 4 (trait plein) est ajouté à RPC 0 (trait pointillé) lors de l'estimation de DOA

3.3.3.e Antenne vectorielle optimisée complète

L'antenne précédente (AV version 1) n'est pas capable de détecter des ondes EM en polarisation TE pour les forts angles de site. Nous proposons d'une part, de rajouter des éléments dans le plan horizontal de l'antenne précédente. Ces éléments font office de plan métallique pour les éléments verticaux. D'autre part, l'alimentation de chaque élément a été optimisée afin d'augmenter la bande passante. Cette antenne vectorielle est maintenant capable de mesurer les composantes des champs électriques selon \hat{x} et \hat{y} et du champ magnétique selon \hat{z} sur une large bande passante. Elle constitue l'AV version 2.

La photo de l'antenne est donnée sur la figure 3.25. Huit accès sont utilisés maintenant, quatre pour les éléments verticaux et quatre pour les éléments horizontaux.

Adaptation d'impédance et couplage : l'alimentation de chaque élément a été modifiée afin d'améliorer leur bande passante. Une jonction en T répartit la puissance entre un accès d'impédance caractéristique de 50Ω et deux lignes micro-ruban parallèles d'impédance caractéristique 100Ω . Ces dernières alimentent chacune un élément rayonnant de type VIVALDI.

Le rapport d'onde stationnaire est représenté sur la figure 3.26. Les plages fréquentielles de fonctionnement pour un VSWR de 2.3 sont reportées dans le tableau 3.3.



FIGURE 3.25 – Image de l'antenne multi-polarisation

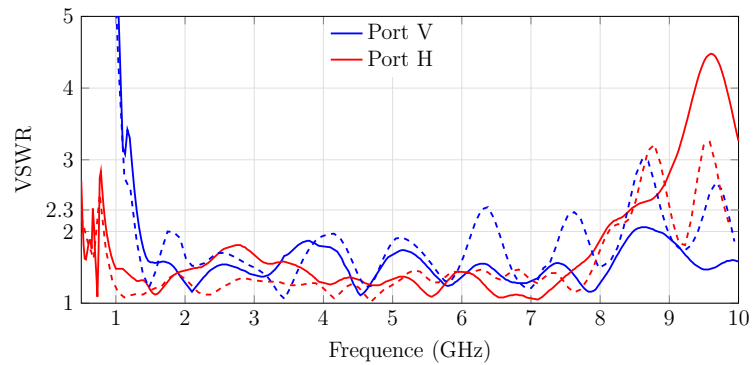


FIGURE 3.26 – VSWR simulé (trait plein) et mesuré (tiret) de l'AV version 2 fonction de la fréquence pour un des ports des éléments verticaux (bleu) et un des ports des éléments horizontaux (rouge).

TABLE 3.3 – Bande passante de l'antenne

	AV Version 1	AV Version 2
Partie V.	1.69 : 1 [2.10 GHz - 3.55 GHz]	6.77 : 1 [1.24 GHz - 8.40 GHz]
Partie H.		10.74 : 1 [0.79 GHz - 8.49 GHz]
Ensemble		6.77 : 1 [1.24 GHz - 8.40 GHz]

Performances d'estimation de DOA : Comme précédemment, un jeu de pondération préalablement sélectionné à l'aide de la CRB est ajouté aux excitations initiales afin d'améliorer l'estimation de DOA. Sur la figure 3.27, le 95^{ème} percentile de la distance angulaire est représenté en fonction de la fréquence. Pour une polarisation purement verticale, l'ajout des trois composantes horizontales permet d'améliorer significativement l'estimation de DOA. En effet, l'erreur reste inférieure à 5° jusqu'à 7.5 GHz (courbe rouge).

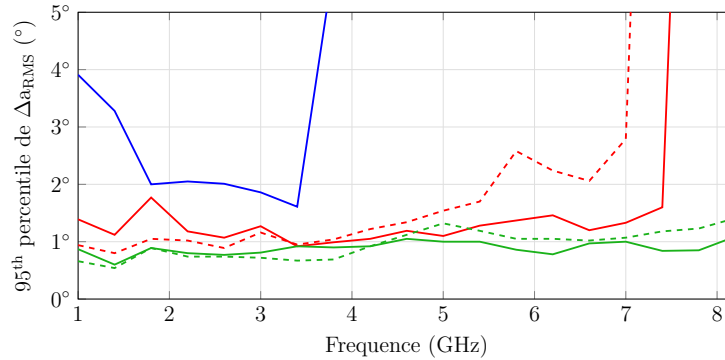


FIGURE 3.27 – 95th percentile de Δa_{RMS} fonction de la fréquence obtenu en simulation (trait plein) et mesure (trait pointillé) pour l'estimation de DOA en polarisation horizontale (courbe verte), verticale (courbe rouge) en utilisant un RPC 00 et un RPC 0 (courbe bleu)

Sur la figure 3.28, l'erreur d'estimation de DOA à partir de MUSIC est représentée pour une fréquence de 3.8 GHz. La première ligne (courbe a et b) correspond à une excitation des éléments verticaux uniquement selon RPC 0. Les deux dernières lignes (courbe c à f) correspondent aux résultats lorsque tous les éléments sont excités (4 verticaux et 4 horizontaux) correspondant à un RPC 00 avec un champ incident polarisé verticalement (courbe c et d) et horizontalement (courbe e et f). L'amélioration apportée sur la précision d'estimation de DOA est significative lorsqu'est utilisée une antenne vectorielle à six composantes. De plus, l'ajout d'un mode supplémentaire (RPC 4) améliore légèrement les performances mais pas suffisamment lorsque la polarisation du champ incident est mixte. Des études complémentaires sur le choix de RPC additionnel restent à faire pour améliorer l'estimation de DOA dans le cas d'une antenne vectorielle à 6 composantes.

3.3.3.f Conclusion

Comme développé dans ce chapitre, nous avons proposé une architecture d'antenne vectorielle originale, basée sur la mise en réseau d'antennes VIVALDI. Une méthode pour sélectionner des modes de rayonnement additionnels permettant d'améliorer les performances de l'antenne a aussi été présentée. De plus, nous avons étendu le concept en rajoutant des éléments capables de détecter la polarisation horizontale. Ainsi, nous avons abouti à une architecture d'antenne vectorielle large bande, compacte, passive et reconfigurable en diagramme de rayonnement.

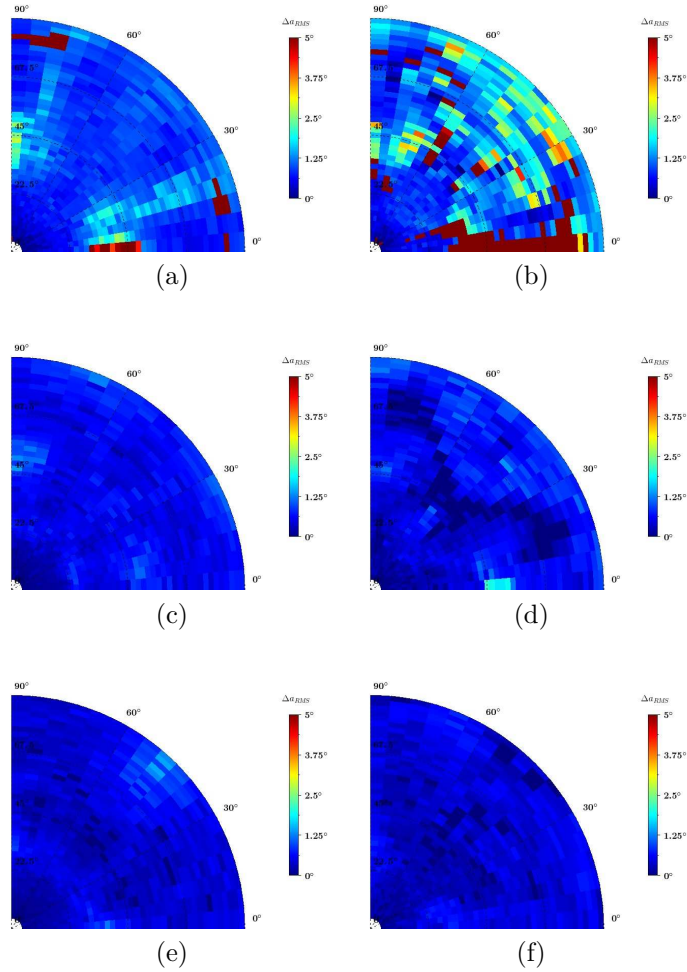


FIGURE 3.28 – Δa_{RMS} à 3.8 GHz obtenu en simulation (gauche) et en mesure (droite) en utilisant un RPC 0 (figures a et b) ou RPC 00 (figures c à f) pour l'estimation d'un champ en polarisation : verticale (a-d) ou horizontale (e et f)

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux résultats obtenus lors de l'encadrement de deux thèses [35, 36] ont été présentés. Ces travaux portent sur les antennes vectorielles compactes pour la radio-goniométrie 3D. Au cours de ces travaux, nous avons développé une méthodologie permettant de concevoir une antenne vectorielle à éléments distribués multi-fréquences. Par ailleurs, nous avons proposé une topologie d'antenne vectorielle originale à éléments colocalisés large bande et avons démontré l'amélioration des performances d'estimation de DOA en ajoutant des modes de rayonnement adéquats lors de l'estimation. Pour aller plus loin sur les performances de ce type d'antennes pour les applications de radio-goniométrie, des études portant sur le traitement d'antennes plus performant sont nécessaires. De plus, l'aspect multi-accès de cette antenne représente un intérêt certain pour d'autres applications telles que les systèmes MIMO et les antennes de mesures par exemple.

Chapitre 4

Propagation et interaction électromagnétique des systèmes de l'aviation civile en environnement complexe

Ce chapitre synthétise mes travaux de recherche sur la modélisation de la propagation et des interactions des ondes EM en environnement complexe de grandes dimensions appliqués aux systèmes de l'aviation civile. Ils ont été réalisés au travers de deux thèses [77] dont une est en cours. La finalité de la modélisation est d'intégrer dans le modèle numérique tous les éléments du système, incluant les antennes et le modèle de récepteur dédié à l'application visée. L'inclusion des antennes dans le modèle de propagation permet alors d'avoir une bonne représentation du canal de propagation dans sa totalité. Par exemple, l'effet du porteur sur les propriétés de l'antenne n'est pas négligeable dans la plupart des cas. Aussi, le traitement de l'information opéré par le récepteur peut dépendre de l'antenne. Une bonne connaissance de ces modèles est alors essentielle pour poser des hypothèses permettant de simplifier le problème électromagnétique à modéliser et de choisir les méthodes de modélisation de façon adéquates.

Dans ce chapitre, seuls les travaux sur le système VOR (VHF Omnirange) sont détaillés. Ceux, portant sur les autres systèmes tels que le radar, ILS, ... qui ont fait l'objet de nombreuses études telles qu'énoncées dans la section 1.3.2, ne sont pas développés, la démarche scientifique étant similaire.

La présentation de ces travaux est décomposée comme suit :

- la présentation globale du modèle de propagation selon deux approches différentes.
- la présentation du modèle de propagation par la méthode de l'équation parabolique pour la prise en compte du sol et de l'atmosphère et l'hybridation avec l'optique physique.
- la présentation d'un modèle numérique de récepteur VOR.

4.1 Contexte

L'essor des énergies renouvelables induit la densification des installations (fermes solaire et éolienne). Par ailleurs, de nouveaux projets immobiliers sont envisagés afin de dynamiser le tissu socio-économique local. Cette pression immobilière s'exerce aussi bien aux alentours des aérodromes (panneaux solaires, bâtiments industriels, ...) qu'en milieu rural (fermes solaire et éolienne).

Les servitudes existantes visent à protéger les installations radio-fréquence de la DGAC en établissant des volumes de protection autour des installations dans lesquelles la construction d'infrastructures immobilières est réglementée.

Cependant, certaines configurations ou phénomènes ne sont pas prévus dans les servitudes. Dans ce cas, une étude particulière visant à modéliser le cas, le plus précisément possible, doit être menée afin de reproduire les phénomènes observés et être capable de les prévoir afin d'y remédier ou d'anticiper leur gestion.

Aussi, sous la pression économique locale, certaines tolérances aux servitudes peuvent être envisagées à conditions que cette situation particulière ne remette pas en cause la sécurité et l'intégrité du système en question et ainsi favoriser le développement des énergies renouvelables.

Dans ces cas, une étude préalable au projet est nécessaire pour permettre à la DGAC de justifier ses décisions. Ainsi, la modélisation électromagnétique du projet implique, la prise en compte de l'environnement proche (relief, infrastructure immobilière, ...) et de modèles d'émetteurs et de récepteurs (antennes, structures porteuses, traitement du signal, ...) associés au système radio-fréquence de l'aviation civile (radar, ILS, VOR, GNSS,...).

Les principaux phénomènes rencontrés sont d'une part, les multiples répliques du signal qui interagissent avec son environnement ; ce sont les multitrajets. Ils sont provoqués par la diffraction de l'onde électromagnétique sur des obstacles tels que des bâtiments, des éoliennes, le relief et le sol. Ces multitrajets provoquent des phénomènes : d'affaiblissement du signal, l'altération de l'information propagée (déphasage et effet Doppler), de dépolarisation. Selon le système CNS considéré, ces altérations du signal se traduisent de façon diverses. Pour le radar, se produisent des échos fantômes, la saturation du récepteur, des fausses interrogations et fausses alarmes. Pour le VOR, l'ILS et le GNSS, des erreurs de localisation et de positionnement sont observées.

Par ailleurs, des phénomènes naturels liés aux conditions atmosphériques tels que des conduits de propagation, la refraction atmosphérique peuvent mener à des portées anormales ou à des blocages du signal. Afin de modéliser l'ensemble de ces phénomènes, différentes méthodes de modélisation sont utilisables. Tout l'enjeu est de sélectionner la méthode adéquate suivant la partie du modèle de propagation à traiter selon des critères de ressources calculateur et de précision attendue.

4.2 Modèle général appliqué au système VOR en présence d'éoliennes

4.2.1 Le système VOR

Le système de navigation VOR (VHF Omni-Range) fournit à un avion son azimut (relèvement magnétique ou QDM) par rapport à une radio-balise située au sol. Cette radio-balise émet deux signaux dans la bande VHF : un signal de référence (REF) et un signal variable (VAR) dépendant de l'azimut. Ces deux signaux sont différenciés par les type de modulations, amplitude ou fréquence, qui leur sont associés. Il existe deux types de VOR : le VOR conventionnel, pour lequel le signal REF est modulé en fréquence tandis que le VAR est modulé en amplitude. Le VOR Doppler, pour lequel le type de modulation est inversé.

À cause de leur taille et de leur nombre grandissant, les éoliennes peuvent générer des multitrajets qui contribuent très fortement à l'erreur VOR. À ce sujet, l'organisation internationale de l'aviation civile (OACI) a publié des recommandations sur la construction d'infrastructures au voisinage des stations VOR [78]. Cependant, les règles appliquées diffèrent selon les pays. En France, durant les vérifications réalisées lors de contrôles en vol, l'erreur ne doit pas dépasser 3° dans 95 % des cas et ne doit jamais excéder 3.5° .

4.2.2 Contexte

Les balises VOR rayonnent de façon omnidirectionnelle. Ainsi, les objets tels que les éoliennes illuminées par le signal VOR créent des multitrajets qui seront captés par le récepteur bord. L'information d'azimut portée par les multitrajets est erronée et engendre des erreurs de relèvement dépendant de ses caractéristiques : d'amplitude a_n , de phase θ_n et d'azimut ϕ_n propre à chaque multitrajet. Un modèle de récepteur VOR est utilisé pour déduire l'erreur de relèvement à partir de ces paramètres multitrajets.

Les paramètres des multitrajets peuvent être obtenus à partir de différentes méthodes de modélisation électromagnétique. On peut citer ; l'optique physique [79, 80], l'UTD [81], la méthode des moments [82, 80] ou des formules analytiques de surface équivalente radar [83, 84]. Selon la méthode utilisée, les résultats sont plus ou moins précis et les ressources de calcul nécessaires diffèrent.

Plusieurs objectifs sont alors visés.

Un des premiers est de modéliser le plus précisément possible le problème en considérant des éoliennes de forme et de matériaux réalistes tel que des pâles diélectriques à partir de modèles électromagnétiques dont les hypothèses simplificatrices sont maîtrisées. La confiance aux modèles implémentés permet alors d'évaluer l'impact d'objets diffractant aux abords de balises VOR afin d'en autoriser ou pas l'implantation.

Un autre objectif serait de définir la configuration d'implantation d'une ferme d'éolienne la moins pénalisante pour la fiabilité du système VOR.

4.2.3 Modèles proposés

Dans ce contexte, deux approches sont proposées. La première approche, réalisée en collaboration avec le CERFACS et la DGAC/DTI est illustrée sur la figure 4.1 [82]. Elle consiste à pré-calculer une base de données de champs diffractés ($\mathbf{E}_{dif}(\theta_i, \phi_i, \theta_d, \phi_d)$) par des objets illuminés par une onde plane sous différentes incidences définies par l'ensemble des angles $[\theta_i, \phi_i]$. Les objets diffractant sont les éléments d'une éolienne, une pale, une nacelle et un mat. Le champ diffracté par l'objet est calculé par la méthode des moments (méthode intégrale) dans les directions définies par l'ensemble des angles $[\theta_m, \phi_m]$. Le scénario à modéliser (trajectoire de l'avion) permet de déterminer l'orientation des objets (éoliennes) relativement à la source électromagnétique (station VOR) et à la position du récepteur (avion). Ainsi, pour chaque position d'avion, on extrait de la base de données le champ diffracté par chaque élément d'éolienne (multitrajets) associé à la géométrie de la scène ($\mathbf{E}_{dif}(\theta_i, \phi_i, \theta_d, \phi_d)$). Le champ diffracté par l'éolienne ainsi que le champ direct sont ensuite calculés au niveau de l'avion, en prenant en compte un sol plan diélectrique à l'aide de la méthode des deux rayons.

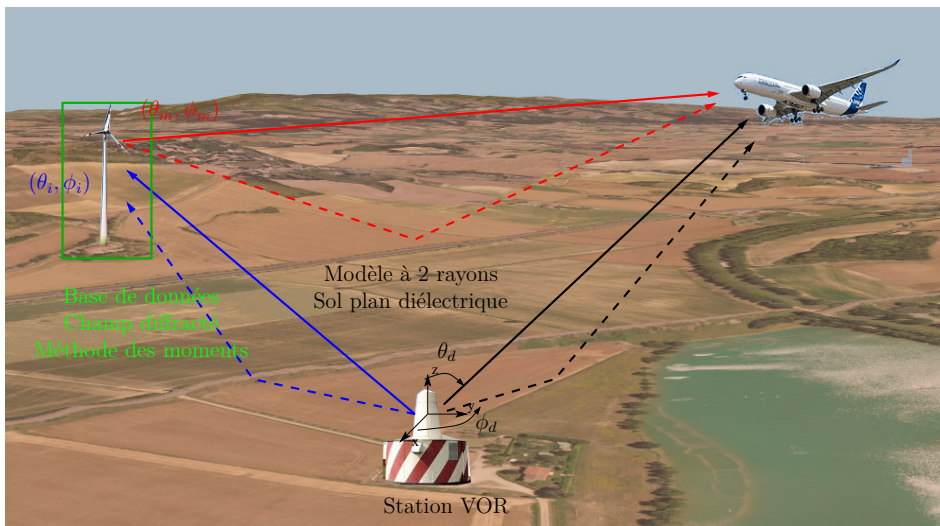


FIGURE 4.1 – Principe général de la première méthode

Le principe général de la deuxième méthode est illustré sur la figure 4.2. Cette étude a été réalisée en collaboration avec la DGAC/DTI. Les paramètres d'entrée de la méthode sont la trajectoire étudiée, la position et le diagramme de rayonnement du VOR, la position et les caractéristiques des éoliennes, le relief entre la station VOR et les éoliennes et la nature du sol.

Cette méthode consiste à calculer le champ incident sur les éoliennes à l'aide d'une méthode d'équation parabolique prenant en compte le relief du sol [85, 86, 87, 88]. Le champ diffracté par chaque partie des éoliennes est ensuite calculé par optique physique. Une hybridation entre les deux techniques est alors nécessaire [79, 16, 3, 18, 19]. Le champ diffracté par l'éolienne ainsi que le champ direct sont ensuite calculés au niveau de l'avion en prenant en compte un sol plan diélectrique à l'aide de la méthode des deux rayons, décrit dans la partie 4.3.3.a de la même façon que dans la méthode précédente.

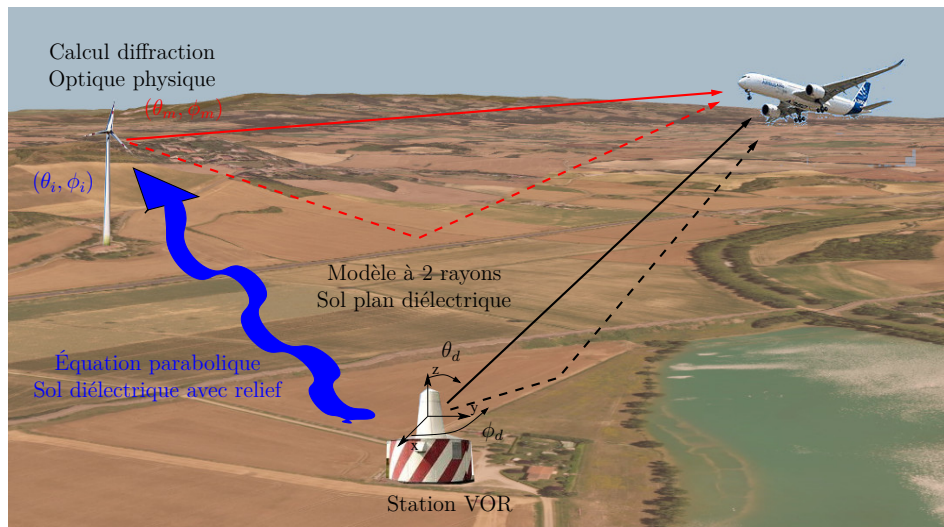


FIGURE 4.2 – Principe général de la deuxième méthode

4.2.4 Avantages et inconvénients des deux méthodes

La première approche utilise une méthode rigoureuse d'un point de vue de la résolution électromagnétique. Par conséquent, le calcul des champs diffractés par les éoliennes est précis et rapide car établi à priori. Cependant, ce calcul pré-établi ne permet pas de considérer des types d'éoliennes de tailles et de formes différentes. D'autre part, le champ incident sur les éoliennes est peu précis car modélisé par une onde plane en présence d'un sol plan et le champ diffracté est valable qu'à grande distance de l'objet. Ainsi, les multitrajets obtenus sont peu représentatifs de la réalité lorsqu'un relief existe ou des obstacles sont proches de l'éolienne.

Pour pallier ces lacunes, la deuxième méthode basée sur l'hybridation de l'équation parabolique avec l'optique physique a été proposée. En effet, l'équation parabolique permet de considérer un sol avec du relief entre la source et les éoliennes. La précision ainsi obtenue sur le champ illuminant les éoliennes garantit un calcul réaliste des multitrajets. En outre, bien que l'optique physique est moins précise que la méthode des moments, elle permet de disposer d'un modèle adaptable aux différents types d'éoliennes.

4.2.5 Conclusion

Dans cette partie, deux modèles de propagation ont été proposés pour calculer l'erreur d'azimut due à des infrastructures immobilières situées à proximité d'une radio-balise VOR.

Le premier modèle est basé sur le calcul de la matrice de diffraction de l'objet à partir d'une méthode rigoureuse (méthode des moments). L'erreur d'azimut est calculée par un post-traitement tenant compte de la configuration géométrique du scénario à modéliser. Le deuxième modèle étudié, basé sur une hybridation de méthodes (équation parabolique et optique physique) bénéficie d'une meilleure flexibilité et incorpore des améliorations du modèle.

4.3 Détails des modèles

Dans cette section, les détails sur la mise en oeuvre du simulateur VOR porteront sur le deuxième modèle car celui-ci est considéré plus performant. Toutefois, certaines parties (comme le modèle des éoliennes, le modèle des deux rayons entre les éoliennes et le récepteur et l'implémentation du modèle de récepteur selon les relations analytiques d'Odunaiya [89]) développées dans le premier modèle sont réutilisées dans le second. Nous détaillerons les différentes méthodes utilisées et leur imbrications.

4.3.1 Prise en compte des antennes

L'antenne de la station VOR est modélisée à partir de son diagramme de rayonnement suivant le type de l'antenne utilisé. Sa connaissance est importante pour garantir un champ incident précis sur les obstacles et sur l'avion. Le diagramme de rayonnement en site est donné sur la figure 4.3 pour les antennes de type AN431 et 540C.

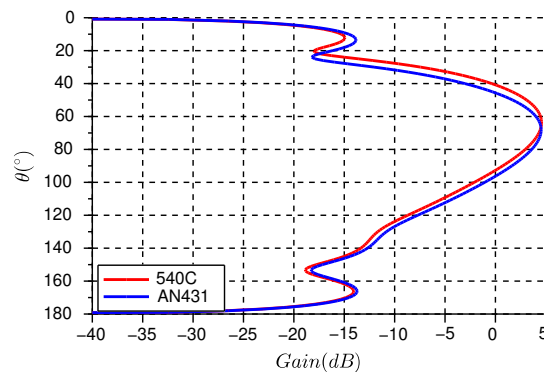


FIGURE 4.3 – Diagrammes de rayonnement en site des antennes VORC AN431 et 540C.

L'antenne du récepteur sur avion est considérée comme omnidirectionnelle et en polarisation horizontale. En effet, son diagramme de rayonnement peut varier selon sa position et le type d'avion. Une antenne omnidirectionnelle est alors utilisée pour modéliser de façon générique l'antenne avion. Pour aller plus loin dans la précision du modèle, une solution serait de modéliser pour chaque type d'avion, le diagramme de rayonnement de l'antenne en présence de l'avion.

4.3.2 Modélisation de la diffraction par des obstacles

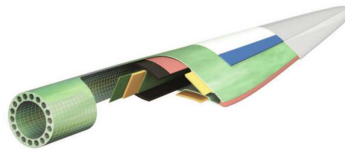
Dans le premier modèle les obstacles étaient modélisés par la méthode des moments. Bien que cette technique garantit des résultats précis, le temps de calcul est conséquent. Nous avons alors pré-calculé le champ diffracté par un obstacle dans toutes les directions de l'espace avant de réutiliser ce champ dans un scénario réaliste. L'inconvénient de cette démarche est de ne pas pouvoir modéliser des scènes comportant des obstacles différents de ceux employés pour pré-calculer leur diffraction. Nous proposons alors, dans

la deuxième approche, d'utiliser l'optique physique sur les objets constituant la scène à modéliser.

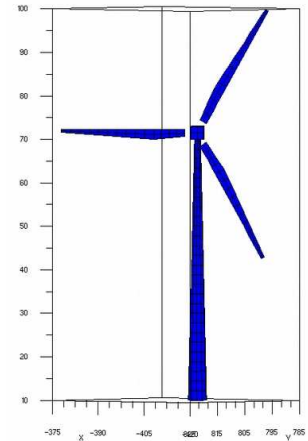
4.3.2.a Modèle simplifié d'éolienne



(a) Eolienne réelle Enercon



(b) Structure d'une pale d'éolienne



(c) Modèle simplifié

FIGURE 4.4 – Modèle simplifié d'éolienne

Dans ce paragraphe, un des objets diffractant est détaillé. Il s'agit d'une éolienne. La figure 4.4a et 4.4b représente respectivement un type d'éolienne et de pale. Une éolienne est constituée de trois parties : un mât, une nacelle et trois pales. Le mât est généralement conique en métal ou en béton armé sur sa première section. On trouve différentes formes de nacelles : ovoïdale, parallélépipédique ou cylindrique. Quelle que soit leur nature, elles sont considérées comme métallique du fait que la génératrice interne est principalement métallique. Les pâles sont composées de matériaux composites plutôt diélectriques (fibre de verre, fibre de carbone, balsa et résine d'époxy), multicouches de différentes épaisseurs incluant des tringles métalliques pour les protéger notamment de la foudre.

Un modèle simplifié de pale, considérant uniquement la partie centrale (longeron) a été élaboré afin de pouvoir calculer son comportement électromagnétique (diffraction). Il consiste en deux plaques monocouches diélectriques parallèles tel que représenté sur la figure 4.5. Ce modèle a été validé à partir d'une modélisation basée sur la méthode des moments. Le modèle générique simplifié d'une éolienne est représenté sur la figure 4.4c. Il est constitué d'un mât conique d'une nacelle parallélépipédique en métal et de trois longerons de pales diélectriques.

Toutes les dimensions et tous les angles du modèle de l'éolienne sont modifiables. Enfin, tous ces éléments sont maillés avec des facettes polygonales qui sont soit de nature métallique, soit constitués par des lames diélectriques multicouches. Ce maillage est illustré sur la figure 4.4c.

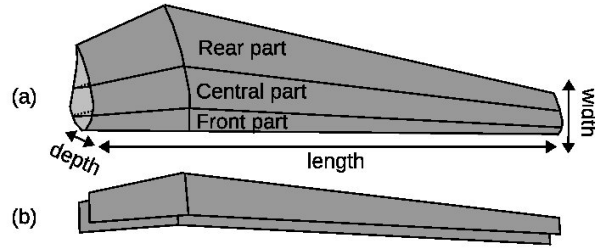


FIGURE 4.5 – Modèle de pâle. (a) modèle géométrique, (b) modèle électromagnétique.

4.3.3 Modélisation de la propagation

4.3.3.a Modèle à deux rayons

L'interaction du champ propagé et du sol est prise en compte par le modèle à deux rayons [90]. Il intervient à deux niveaux. Pour modéliser la propagation directe entre le VOR et l'avion dont l'amplitude et la phase du champ sont décrits par a_0, θ_0 , ainsi que la propagation entre l'objet diffractant (éolienne) et l'avion d'amplitude et phase a_m, θ_m . Il tient compte du diagramme de l'antenne VOR et de la réflexion sur un sol plan et diélectrique calculé à partir des coefficients de Fresnell.

4.3.3.b Equation parabolique

La méthode de l'équation parabolique [91], [92] est utilisée pour prendre en compte l'effet du relief sur le champ propagé jusqu'aux éoliennes. Les hypothèses de cette méthode impliquent une symétrie de révolution autour de l'axe vertical de la source. Ainsi, les réflexions éventuelles latérales sont négligées au même titre que les réflexions vers la source.

La relation de propagation liant le champ normalisé $u(\rho, z)$ au milieu selon l'axe longitudinal $\hat{\rho}$ et l'axe vertical \hat{z} s'écrit :

$$\frac{\partial u}{\partial \rho} = -\frac{jk}{2} \left(\frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + (n^2 - 1)u(\rho, z) \right), \quad (4.1)$$

où k est le nombre d'onde, $n(\rho, z)$ l'indice de réfraction de l'atmosphère au point (ρ, z) . La propagation se fait selon $\hat{\rho}$ dans le repère cylindrique $(\hat{\rho}, \hat{\varphi}, \hat{z})$ centré sur la station VOR. Le champ normalisé a pour expression :

$$u(\rho, z) = \begin{cases} \sqrt{k\rho} E_\theta(\rho, z) e^{jk\rho} & \text{en polarisation verticale} \\ \sqrt{k\rho} H_\theta(\rho, z) e^{jk\rho} & \text{en polarisation horizontale} \end{cases} \quad (4.2)$$

L'expression (4.1) est valide lorsque la propagation est exclusivement vers l'avant, la distance de propagation est supérieure à quelques longueurs d'onde et le champ est considéré dans un angle de paraxialité faible relativement à la direction de propagation.

La résolution de l'équation parabolique est réalisée au moyen de l'algorithme split-step Fourier selon la relation :

$$u(\rho + \Delta\rho, z) = \exp\left(-\frac{jk(n^2 - 1)\Delta\rho}{2}\right) \mathcal{F}^{-1} \left[\exp\left(\frac{jk_z^2 \Delta\rho}{k}\right) \mathcal{F}(u(\rho, z)) \right], \quad (4.3)$$

où k_z est la composante en z du vecteur d'onde et $\Delta\rho$ est le pas horizontal de calcul. La transformée de Fourier et son inverse sont notées \mathcal{F} et \mathcal{F}^{-1} , respectivement.

Cet algorithme permet de calculer la propagation pas-à-pas selon ρ . Le champ est calculé sur des verticales en s'éloignant à chaque pas de calcul de la source. Pour chaque pas, la propagation est calculée jusqu'au pas suivant dans le domaine spectral dans une couche atmosphérique supposée homogène. Le relief et la refraction atmosphérique sont alors considérés dans le domaine spatial. Le changement de domaine spatial-spectral est réalisé par la DMFT (Discrete Mixed Fourier Transform) [92]. Ainsi, le champ électromagnétique est calculé dans tout le domaine en tenant compte de la nature du sol, du relief et la refraction atmosphérique. Le dernier pas de calcul donne le champ incident sur une verticale centrée sur le mât de l'éolienne.

4.3.3.c Hybridation des méthodes de propagation et de diffraction

Pour calculer les champs diffractés par les éoliennes, il faut déterminer le champ incident sur chacune de ses facettes. Ce champ incident sur chaque facette doit être une onde plane. Pour une facette de hauteur z_b par rapport au sol, les caractéristiques de cette onde plane sont déterminées à partir du champ incident issu de l'équation parabolique.

Le champ issu du calcul par équation parabolique est interpolé sur la verticale de l'éolienne à l'altitude z_b . La phase du champ nous permet d'en déduire le vecteur d'onde incident. On applique ensuite un terme de phase supplémentaire pour prendre en compte la distance entre l'axe de l'éolienne et le barycentre d'une facette de l'éolienne où sera calculé, par optique physique le champ diffracté par la facette.

4.3.3.d Optique physique

Chaque partie d'éolienne est maillée en facettes. Le calcul du rayonnement des éoliennes se ramène à une liste de facettes illuminées par des ondes planes. Le champ incident $(\mathbf{E}_i, \mathbf{H}_i)$ sur la facette (calculés par la méthode de l'équation parabolique décrit dans la section précédente) permet de déterminer les champs réfléchis $(\mathbf{E}_r, \mathbf{H}_r)$ et transmis $(\mathbf{E}_t, \mathbf{H}_t)$ grâce aux coefficients de Fresnel. Sur chaque facette n en son barycentre \mathbf{b}_n , les densités de courants électrique et magnétique \mathbf{J}_n et \mathbf{M}_n sont alors calculés en tenant compte de la nature du matériau et du champ incident suivant la relation :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_n &= \mathbf{J}(\mathbf{b}_n) = \hat{\mathbf{n}}(\mathbf{b}_n) \times (\mathbf{H}_i(\mathbf{b}_n) + \mathbf{H}_r(\mathbf{b}_n) - \mathbf{H}_t(\mathbf{b}_n)), \\ \mathbf{M}_n &= \mathbf{M}(\mathbf{b}_n) = -\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{b}_n) \times (\mathbf{E}_i(\mathbf{b}_n) + \mathbf{E}_r(\mathbf{b}_n) - \mathbf{E}_t(\mathbf{b}_n)), \end{aligned} \quad (4.4)$$

où $\hat{\mathbf{n}}(\mathbf{b}_n)$ est le vecteur normal à la surface au point \mathbf{b}_n .

Les intégrales de rayonnement en champ lointain sont ensuite utilisées pour exprimer le champ diffracté par une facette en fonction des coordonnées du point d'observation et des densités de courants en son barycentre \mathbf{b}_n :

$$\mathbf{E}_{\text{dn}}(\mathbf{r}) = \frac{jk\zeta_0}{4\pi} \hat{\mathbf{r}}_n \times (\hat{\mathbf{r}}_n \times \mathbf{J}_n + \mathbf{M}_n) \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} \iint_{S_n} e^{-jk(\hat{\mathbf{s}}_n - \hat{\mathbf{r}}_n) \cdot (\mathbf{r}' - \mathbf{b}_n)} d\mathbf{r}', \quad (4.5)$$

avec S_n , la surface et $\hat{\mathbf{s}}_n$, la direction d'incidence de la $n^{\text{ème}}$ facette, ζ_0 l'impédance en espace libre et \mathbf{r} le point d'observation. $\mathbf{r}_n = r_n \hat{\mathbf{r}}_n$ est le vecteur entre le point d'observation et le barycentre de la $n^{\text{ème}}$ facette.

La méthode de Lee et Mittra ([93, 94]) est utilisée pour calculer efficacement l'intégrale de phase dans (4.5).

Ce champ diffracté fournit l'amplitude a_m et la phase θ_m des multitrajets. L'azimut de la direction d'arrivée ϕ_m est lui déterminé géométriquement. Afin de tenir compte d'un sol diélectrique plan, des multitrajets images sont rajoutés à partir du modèle à deux rayons décrit dans la section suivante. Au final, afin de réduire leur nombre, les multitrajets sont regroupés par azimut d'arrivée.

4.3.4 Modèle de récepteur : Calcul de l'erreur d'azimut

Le modèle de récepteur est établi à partir du développement analytique d'une architecture de récepteur VOR générique dont le synoptique est donné sur la figure 4.6. Ce développement, proposé par Odunaiya et. al [89] permet de calculer l'erreur d'azimut ε^c associé à un VOR conventionnel à partir la formule suivante :

$$\varepsilon^c = \tan^{-1} \left(\frac{-\sum_{n=1}^N a_n \cos(\theta_n) \sin(\varphi_n)}{a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cos(\theta_n) \cos(\varphi_n)} \right), \quad (4.6)$$

avec les paramètres des multitrajets a_n , θ_n l'amplitude et la phase relative au signal direct d'amplitude a_0 et φ_n l'azimut relatif entre la position de l'avion et celle de l'éolienne. Cette formule ne tient pas compte du mouvement de l'avion et des pales et ne prend pas en compte la dynamique temporelle des multitrajets.

Notons qu'il existe une formule similaire pour le VOR Doppler. Dans ce cas, la structure du récepteur est identique. Cependant, les voies dénommées *REF* et *VAR* sont inversées du fait de l'inversion du type de modulation opéré sur le signal émis.

Afin de considérer le déplacement de l'avion, le modèle de récepteur doit être amélioré. Pour cela, l'évolution temporelle des signaux le long de la trajectoire est prise en compte par un échantillonnage spatial adéquat. La série temporelle ainsi constituée est injectée dans le nouveau modèle de récepteur basé sur l'architecture d'un récepteur IQ réaliste et intègre l'information de Doppler liée à la vitesse de déplacement de l'avion.

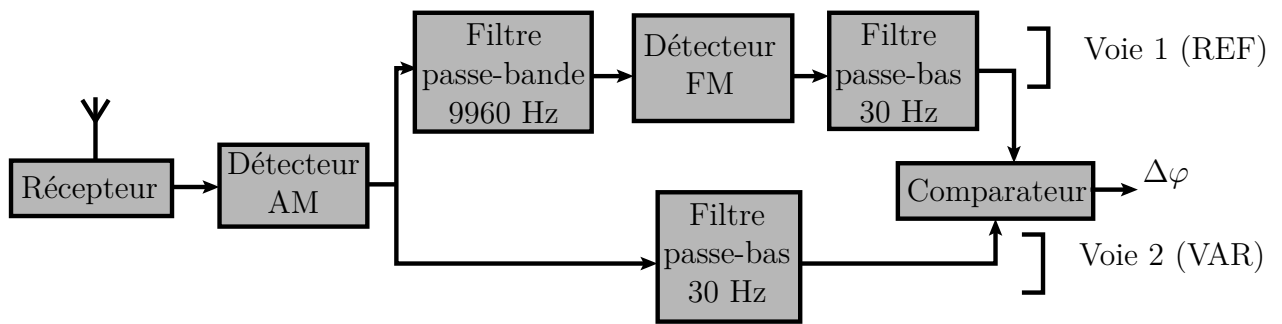


FIGURE 4.6 – Synoptique générique d'un récepteur VORC.

4.3.5 Conclusion

Dans cette section, les différentes parties constituant le simulateur VOR sont exposées. Le modèle d'antenne VOR, le modèle des parties d'une éolienne, le modèle de récepteur ainsi que les modèles de propagation entre : la station VOR et les éoliennes (équation parabolique), la station VOR et le récepteur bord (modèle des deux rayons) et entre les éoliennes et le récepteur bord (optique physique et modèle des deux rayons).

4.4 Performances du simulateur

Dans cette partie, après avoir validé chaque partie du simulateur, nous illustrons les capacités du simulateur sur différents scénarios. D'abord, l'influence du relief est exposé, puis les résultats de simulation sont confrontés à des mesures de contrôle en vol.

4.4.1 Exemple de modélisation

4.4.1.a Influence du relief

À titre d'illustration, la figure 4.7a montre la variation du champ incident selon que le terrain est plat ou vallonné. La conséquence sur l'erreur VOR induite selon le calcul du champ incident est représentée sur la figure 4.7b. On observe que la prise en compte du relief modifie significativement le champ incident et donc l'erreur de relèvement.

4.4.1.b Influence d'une ferme d'éoliennes

Dans cette configuration, 21 éoliennes sont implantées sur un terrain vallonné autour d'un VOR conventionnel. La configuration est représentée sur la figure 4.8a. L'erreur de relèvement obtenue est représentée sur la figure 4.8b. On peut observer une erreur très élevée dépassant le niveau total d'erreur acceptable de 3.5° . Ce résultat met en évidence qu'une telle densité d'éoliennes n'est pas envisageable à des distances si proches (de l'ordre de 1 km) d'une balise VOR conventionnelle.

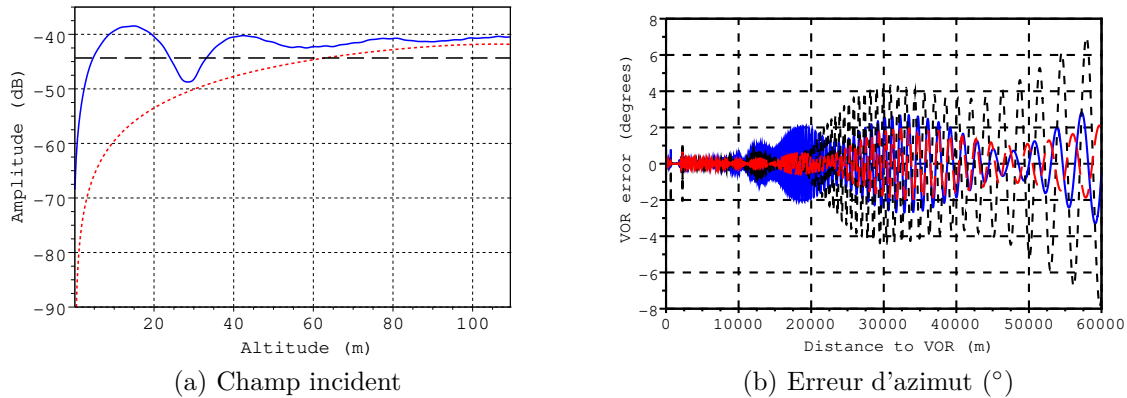


FIGURE 4.7 – Champ électrique et Erreur d'azimut calculé en l'absence et en présence de relief selon que le champ incident est : une onde plane (tirets noirs), une antenne sans sol (pointillés rouges) ou une antenne avec sol (trait plein bleu).

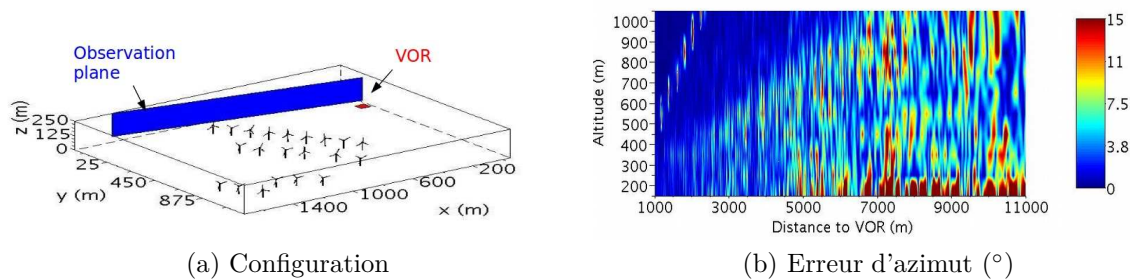


FIGURE 4.8 – Erreur d'azimut pour un VOR conventionnel entouré par 21 éoliennes

4.4.1.c Confrontation du simulateur avec des mesures sur site

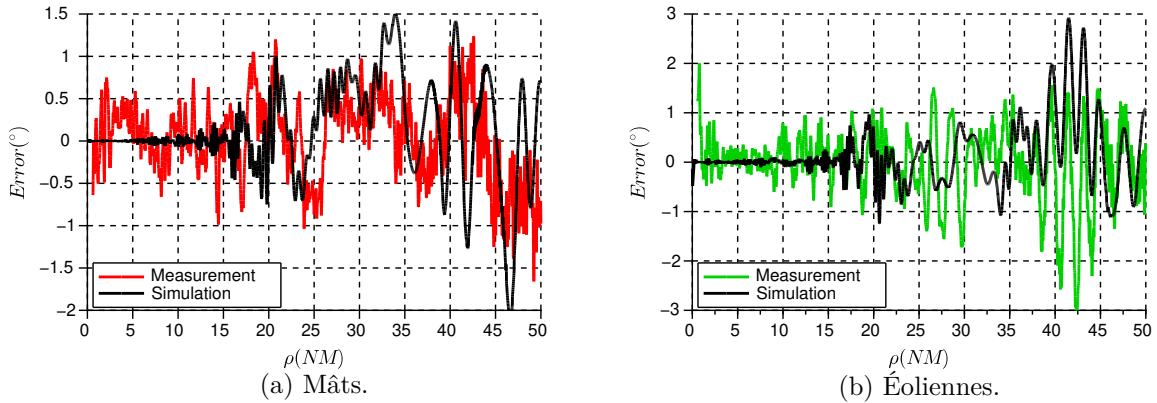
Un exemple de comparaison du simulateur avec des mesures de contrôle en vol est présenté ici. Le scénario de la mesure est listé ci-dessous :

- les éoliennes sont de type ENERCON-E70, au nombre de 9, à une distance du VOR d'approximativement 5 km,
- la radiale mesurée correspond à l'azimut de 100° relativement au Nord (sens horaire),
- le sol est diélectrique de permittivité relative, 25 et de conductivité 0.02 S/m.

La mesure a eu lieu lors de deux périodes distinctes, en juillet lorsque seulement les mats étaient implantés et en novembre de la même année, lorsque les pales et les nacelles étaient rajoutées.

L'erreur due aux mâts et aux éoliennes est calculée et comparée avec l'erreur mesurée sur la figure 4.9. Notons que les variations de trajectoire sont prises en compte grâce aux coordonnées des points d'observation relevées à bord de l'avion et reportées comme entrée du simulateur. Le relief est également considéré entre le VOR et les éoliennes.

Sur la radiale $\varphi = 100^\circ$, l'estimation de l'erreur VOR due aux mâts correspond à la mesure

FIGURE 4.9 – Erreur VOR mesurée et simulée pour $\varphi = 100^\circ$.

(Figures 4.9 (a)). Au-delà de 35 NM, les amplitudes des erreurs simulées et mesurées sont identiques mais l'oscillation n'est pas retrouvée. La correspondance est meilleure pour l'erreur due aux éoliennes (Figure 4.9 (b)). En effet, la simulation reproduit avec succès l'enveloppe et la période des oscillations mesurées. On note cependant que la simulation sous-estime un peu l'erreur, en particulier dans la partie 25-30 NM. En première analyse, il semble que la présence du rotor augmente l'erreur d'azimut du VOR. Après une analyse plus fine sur la variation des trajectoires lors des mesures et sur l'analyse de la contribution respective des parties des éoliennes à l'aide du simulateur développé, il s'avère que cette augmentation d'erreur n'est pas due au rotor mais à la différence de trajectoires lors des deux périodes de mesure.

Afin de quantifier l'influence du rotor, son effet est calculé par simulation. L'erreur VOR et le champ diffracté en fonction de la distance sont tracés sur la figure 4.10. Les contributions des mâts (rouge), des nacelles (bleu) et des pales (vert) sont évaluées par rapport à l'erreur due aux éoliennes complètes (noir).

Les pales et les nacelles contribuent chacune à hauteur de 0.05° et 0.3° . Ces valeurs sont très faibles comparées à l'erreur totale due aux éoliennes qui s'élève à 3° . Le rotor (de forme parallépipédique) a donc peu d'influence sur l'erreur VOR. Le même constat est fait sur le champ diffracté où les contributions de la nacelle et des pales sont en moyenne inférieures de 20 dB et 30 dB à celle du mât, respectivement. Cela confirme que les changements d'allure de l'erreur VOR mesurée lors de la campagne avec les mâts seuls et celle avec les éoliennes entières proviennent majoritairement du changement de trajectoire de l'avion.

4.4.1.d Modèle de récepteur numérique

Afin d'estimer l'effet de déplacement du récepteur VOR embarqué dans l'avion, les paramètres des signaux multitrajets sont injectés dans le nouveau modèle de récepteur basé sur l'architecture d'un récepteur IQ. Il sera nommé par la suite par le modèle de récepteur

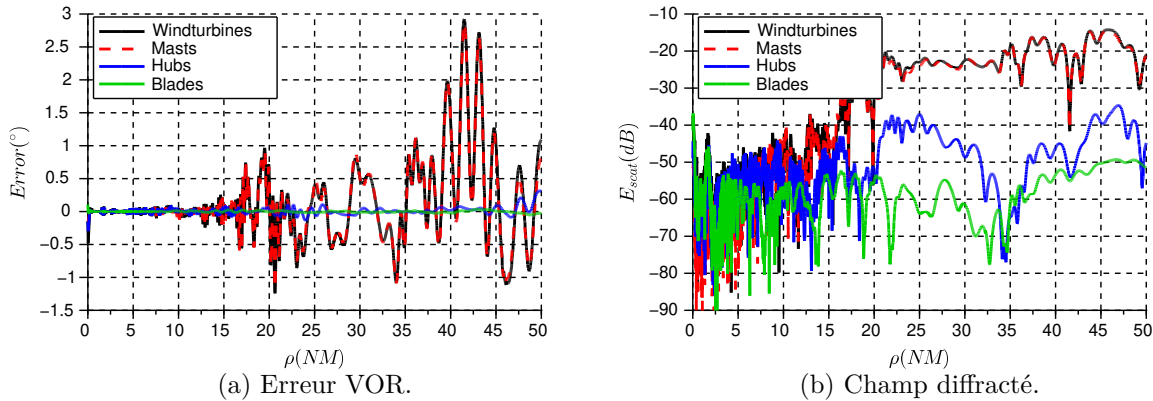


FIGURE 4.10 – Erreur VOR ($^{\circ}$) et champ diffracté normalisé par le champ direct (dB) dus aux éoliennes et à leurs différents éléments pour $\varphi = -10^{\circ}$.

IQ. Cette étude a fait l'objet des articles [28, 32]. Nous montrons que lorsque les multitrajets ont une dynamique de variation élevée, le temps de réponse du récepteur a tendance à générer un offset d'azimut selon la configuration étudiée. En effet, un décalage entre la position de l'avion au moment de la réception des signaux et celui de la restitution des résultats par le récepteur génère une erreur d'azimut dépendante de la trajectoire de l'avion et du temps de réponse du récepteur.

Afin d'illustrer ce phénomène, nous définissons le scénario illustré sur la figure 4.11-a. L'avion se déplace sur une trajectoire rectiligne avec une accélération constante jusqu'à 216 km/h. D'une part, sur la figure 4.11-b, le profil en amplitude et azimut relatif du multitrajet dû à l'éolienne est représenté. D'autre part, l'erreur d'azimut correspondante, calculée à partir du modèle de récepteur d'Odunaya (courbe bleu) et IQ (courbe rouge) est représentée sur la figure 4.12. En début de trajectoire, l'avion ayant une faible vitesse, les paramètres multitrajets (amplitude et phase) varient peu relativement au temps de réponse caractéristique d'un récepteur VOR, ainsi le modèle de récepteur IQ reproduit l'erreur obtenue par le modèle de récepteur initial (modèle d'Odunaya). A proximité de l'éolienne, la vitesse de l'avion est suffisante pour que le récepteur numérique n'arrive pas à suivre l'évolution du multitrajets. En fin de trajectoire, bien que l'avion ait atteint sa vitesse maximale, il est suffisamment loin de la balise VOR et de l'éolienne de sorte que les paramètres du multitrajet varient lentement relativement au signal direct et ainsi l'erreur prédite par le modèle de récepteur IQ converge avec celle prédite par le modèle de récepteur initial.

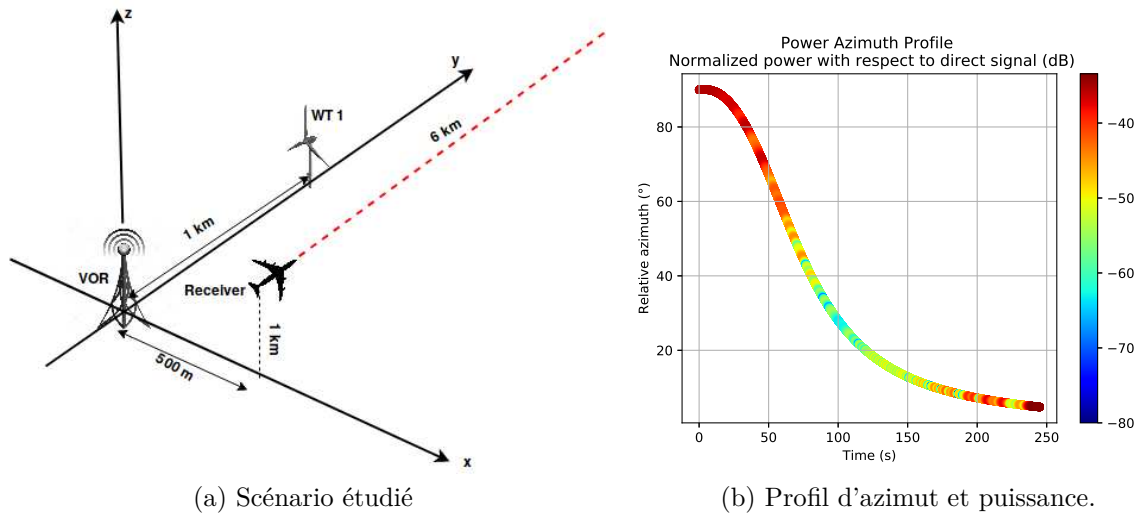


FIGURE 4.11 – Configuration du scénario et paramètres du multitrajets associés à l'éolienne.

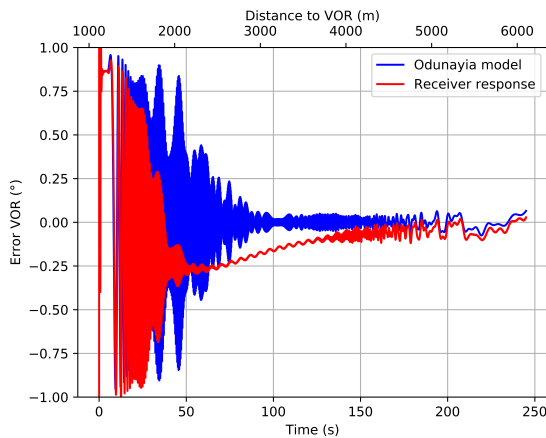


FIGURE 4.12 – Erreur VOR calculée par le modèle de récepteur statique (bleu), numérique (rouge).

4.4.2 Conclusion

Dans cette section, l'importance de la prise en compte du relief a été exposée. Puis, la possibilité de modéliser un scénario complexe a été reportée. De plus, les résultats de simulation ont été confrontés à des mesures de contrôle en vol. Enfin, un modèle de récepteur VOR basé sur une architecture IQ permettant de tenir compte de l'évolution temporelle des multitrajets a été présenté.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les enjeux relatifs à la modélisation des systèmes de communication, navigation et surveillance de la DGAC ont été rappelés.

Deux modèles de propagation dédiés au système VOR ont été présentés. Les différentes méthodes de calcul ainsi que le modèle de récepteur ont été précisés. Les résultats de simulation ont été illustrés sur plusieurs exemples représentatifs. Enfin, un modèle de récepteur numérique a été développé afin de prendre en compte l'aspect temporel des multitrajets.

Des travaux prolongeant ceux présentés précédemment sont en cours afin d'améliorer les modèles utilisés dans le simulateur et ainsi garantir des résultats les plus proches possible de la réalité. Notamment, la recherche de lois statistiques permettant d'estimer l'erreur VOR engendrée par des éoliennes selon leur nombre, leur taille, leur distance et leur orientation est en cours de développement.

Chapitre 5

Bilan et Projet de Recherche

5.1 Bilan

Les trois chapitres précédents ont permis de résumer la plupart des travaux qui ont été menés dans le cadre de plusieurs thèses. Les deux premiers chapitres ont exposé les travaux relatifs à la conception d'antennes originales en s'appuyant sur des concepts généraux permettant de réduire la taille des éléments rayonnants tout en conservant de bonnes caractéristiques. Ensuite, des systèmes d'antennes appliqués à radiogoniométrie 3D ont été proposés. Enfin, la modélisation électromagnétique de systèmes propre à l'aéronautique a été présentée. En reprenant l'agencement du manuscrit qui va des concepts électromagnétiques fondamentaux pour la miniaturisation d'antennes vers la modélisation électromagnétique de grands problèmes représentatifs des systèmes utilisés dans l'aéronautique, la synthèse suivante peut être exposée.

Contribution à la conception d'antennes de taille réduite

Dans cette partie, mes travaux de recherche portant sur la miniaturisation d'antennes ont été décrits. Ils ont fait l'objet de l'encadrement de trois thèses et ont donné lieu à un brevet, quatre publications dans des journaux et sept publications dans des conférences internationales.

Après une brève description des méthodes généralement utilisées pour réduire la dimension d'une antenne, nous avons proposé deux antennes originales basées sur la déformation de la structure géométrique d'une boucle métallique. Une technique basée sur un formalisme de Bloch-Floquet a été appliquée à une antenne magnétique hélicoïdale. Ce principe de miniaturisation a été mis à profit dans la conception d'une antenne dont le diagramme de rayonnement est de type cardioïde (source de Huygens) en polarisation circulaire sans plan réflecteur. Le principe permettant ce rayonnement particulier a été breveté et plusieurs prototypes ont été réalisés et caractérisés.

L'interaction d'un élément rayonnant avec une métasurface de type conducteur magnétique artificiel a été étudiée à partir d'une analyse de type Bloch-Floquet. Les limites de cette approche ont été révélées et un prototype bi-bande a été réalisé et caractérisé. Le concept de métasurface a été étendu à une antenne inspirée d'une structure pério-

dique. Cette étude a montré comment concevoir une antenne à faible profil à partir de l'étude d'une surface périodique infinie. L'excitation appropriée d'une surface AMC finie de quelques cellules peut constituer une antenne efficace sans interaction avec un élément résonant particulier.

L'optimisation des performances en termes de taille et bande passante a été réalisée à l'aide de l'analyse modale d'une antenne de type Goubau. Pour cela, nous avons démontré le lien entre une analyse modale par fraction rationnelle de l'impédance d'entrée d'une antenne et une analyse par mode caractéristique associée à des conditions de fermeture adéquates. Nous avons alors proposé une méthode pour analyser le fonctionnement d'une antenne large bande afin d'optimiser ses performances. Un prototype a été réalisé et caractérisé.

Systèmes d'antennes pour applications de radio-goniométrie

Mes travaux de recherche décrits dans ce chapitre portent sur les systèmes d'antennes dédiés à la radio-goniométrie dans un espace à 3 dimensions. Ils ont fait l'objet de l'encadrement de deux thèses et se sont concrétisés par la publication de deux articles dans des journaux et de quatre publications dans des conférences internationales.

Les principales contraintes sont la réduction de l'encombrement, la couverture angulaire et la bande passante de l'antenne. Trois approches ont été proposées. La première repose sur la décomposition du champ en harmoniques sphériques. La deuxième exploite l'aspect multifréquence d'un capteur vectoriel tandis que la troisième s'appuie sur des éléments rayonnants large bande reconfigurables en diagramme de rayonnement.

L'utilisation d'une décomposition de champ en harmoniques sphériques pour la radio-goniométrie à base d'antennes vectorielles est un concept théoriquement intéressant. Il permet d'estimer les performances d'une antenne vectorielle constituée de dipôles électriques et magnétiques élémentaires. Cependant, lorsqu'on considère les phénomènes liés à l'imbrication d'antennes (couplages, câbles d'alimentation, plan réflecteur), cette technique nécessite la détection d'harmoniques sphériques d'ordres supérieurs trop importants relativement au nombre d'accès de l'antenne et les résultats d'estimation de DOA se dégradent rapidement.

Ensuite, dans l'étude consacrée à un capteur vectoriel multifréquence, les éléments sont spatialement distribués. Nous avons montré que pour garantir de bonnes performances d'estimation de DOA, il est essentiel que les éléments constituant l'AV soient découplés. D'autre part, la répartition spatiale de ces éléments permet d'accéder à l'information de phase différentielle entre éléments et améliore ainsi les performances de goniométrie. Nous avons proposé une méthodologie de conception d'antennes vectorielles multi-bandes que nous avons appliqué à la réalisation d'un prototype. L'extension à une troisième bande de fréquence a également été abordée.

Enfin, nous avons proposé une architecture d'antenne vectorielle originale, basée sur la mise en réseau d'antennes VIVALDI. Cette antenne est relativement large bande et compacte. Nous avons proposé une méthode permettant de sélectionner des modes de rayonnement additionnels afin d'améliorer les performances de l'antenne. En outre, nous avons étendu le concept d'imbrication d'antennes VIVALDI en rajoutant des éléments capables

de détecter la polarisation horizontale. Ainsi, nous avons proposé une architecture d'antenne vectorielle large bande, compacte, passive et reconfigurable en diagramme de rayonnement capable de déterminer une source EM quelle que soit sa polarisation.

Propagation et interaction électromagnétique des signaux des systèmes CNS en environnement complexe

Les travaux présentés dans ce chapitre constituent la synthèse d'une partie de mes activités sur la modélisation de la propagation et des interactions des ondes EM en environnement complexe de grande dimension. Ils ont été effectués dans le cadre de deux thèses et se sont concrétisés par la publication de trois articles dans des journaux et de treize publications dans des conférences internationales.

Dans cette partie, les modèles développés sont adaptés aux problématiques spécifiques des systèmes de l'aviation civile. Ils permettent de prédire les performances d'un système dans son environnement. Dans cette synthèse, il s'agit du système VOR (VHF Omnirange) pour lequel il est essentiel de prendre en compte le récepteur pour déterminer le niveau de performance du système. Dans notre cas, il s'agit de l'erreur de relèvement magnétique de l'aéronef.

Les obstacles modélisés sont des éoliennes dont les pales sont considérées diélectriques. Un modèle électromagnétique a été élaboré pour homogénéiser la structure complexe d'une pale d'éolienne.

Nous avons proposé deux modèles de propagation qui diffèrent d'une part, par la méthode de modélisation des obstacles et d'autre part, par le modèle de propagation entre la station émettrice VOR et l'obstacle.

Les méthodes de modélisation des obstacles permettant d'obtenir les champs diffractés sont d'une part, la méthode des moments et d'autre part, la méthode de l'optique physique.

La première est précise mais très coûteuse en temps de calcul. Le problème ne pouvant être résolu dans son ensemble à partir d'un calcul direct par méthode des moments, la matrice de diffraction de chaque obstacle est pré-calculée puis stockée. Le scénario est ensuite modélisé en réutilisant les champs calculés préalablement par la méthode des moments. Le scénario ne peut alors pas être adapté à des obstacles de dimensions et formes différentes de ceux pré-calculés.

La deuxième, est moins précise mais permet d'intégrer le calcul EM de la diffraction de l'objet directement dans le calcul du scénario modélisé. De plus, la modélisation de la propagation entre la station VOR et l'obstacle est réalisée par la méthode de l'équation parabolique qui permet de considérer un sol avec relief réaliste.

Ces modèles ont été confrontés à des mesures de contrôle en vol en présence de champ d'éoliennes. La bonne concordance des résultats est encourageante et a permis de mettre en évidence la faible influence des pales des éoliennes relativement à celle des mats. Des études sont en cours sur l'établissement d'un modèle d'erreur basée sur une analyse de Monte-Carlo à partir d'un modèle de récepteur numérique.

5.2 Projet de recherche

Après avoir résumé les travaux de recherche reportés dans ce mémoire, j'identifie dans cette section mes activités de recherche les plus probables pour les prochaines années. Les connaissances et compétences acquises au travers de mes expériences passées me permettent de me projeter à plus ou moins long terme. Il s'agit de poursuivre certains travaux parmi ceux exposés précédemment et également d'en initier de nouveaux afin de répondre aux attentes de l'aviation civile tout en contribuant aux thématiques émergentes en électromagnétisme.

Les futurs travaux de recherche envisagés sont exposés de la manière suivante. Dans une première section, les travaux qui pourraient être poursuivis afin de valoriser certains résultats sont présentés. Ensuite, la continuité des travaux sur les petites antennes porte sur la recherche d'éléments rayonnants aux propriétés innovantes afin de répondre aux contraintes d'encombrement sur petits porteurs. Dans la troisième partie, j'aborde la continuité de mes recherches sur les capteurs qui exploitent la diversité des champs électromagnétiques. Enfin, la dernière section développe les perspectives d'amélioration des modèles associés aux systèmes de l'aviation civile.

5.2.1 Valorisation des travaux

Parmi les sujets présentés dans ce manuscrit, les plus matures pourraient être valorisés dans les années à venir de la façon suivante :

- *Logiciel de simulation VOR* - Même si des efforts de recherches sont encore d'actualité sur cette thématique, un logiciel dédié aux multitrajets pour les systèmes VOR sera développé dans un premier temps pour des besoins pédagogiques puis pourrait être étendu auprès des professionnels dans les années à venir.
- *Logiciel de simulation VHF intégré* - Il serait également intéressant de créer un outil unique dédié à la simulation EM du VOR, de l'ILS et des communications vocales en un seul. En effet, les modèles de propagation peuvent être communs aux trois applications. Pour cela, la base de donnée des objets diffractant, les modèles d'antennes ainsi que les modèles de récepteur doivent être intégrés.
- *Antenne compacte à rayonnement auto-directif* - Suite aux travaux de recherche afférant à [50], je souhaite poursuivre des activités sur des applications de balises de détresse nouvelle génération. En effet, ces balises de détresses vont utiliser des relais satellitaires situés sur des orbites plus basses qu'actuellement. De ce fait, les antennes solides devront être remplacées par de nouvelles antennes dont les caractéristiques correspondent à celles de l'antenne brevetée par l'ENAC. Après avoir démontré la capacité de cette technologie à répondre au cahier des charges du nouveau système envisagé, il serait intéressant de travailler sur les technologies utilisables afin de réduire les coûts de fabrication.

5.2.2 Antennes aux propriétés innovantes

5.2.2.a Objectifs

Après avoir évoqué les travaux de valorisation court terme, je présente dans cette section les perspectives d'études sur les antennes. La recherche de techniques permettant d'intégrer des antennes compactes sur des porteurs de petite taille tels que les drones ou les nanosatellites tout en préservant les propriétés de rayonnement est toujours un challenge. Dans ces applications, la réduction de taille et le contrôle du rayonnement en présence du porteur est un enjeu majeur. Par exemple la télécommande-télémessure sur satellite est habituellement réalisée en bande S. Les antennes de type demi-onde ayant des dimensions de l'ordre de 6 cm à 2.5 GHz, elles correspondent aux dimensions du porteur (cubsat de cellule élémentaire de 10 cm par exemple) et ainsi posent un problème d'intégration.

5.2.2.b Antennes compactes et impression 3D

Pour répondre à ces contraintes d'encombrement, nous envisageons d'utiliser des modes résonants particuliers de DRA (Antennes Diélectriques) afin de limiter le couplage de l'antenne avec son support. Par ailleurs, les techniques de fabrication additives [95, 96] ont fortement évolué ces dernières années. Il devient envisageable de fabriquer des antennes complexes. En effet, ces technologies offrent des degrés de liberté supplémentaires par rapport aux procédés de fabrication conventionnels tels que les circuits imprimés, les moulages et fraisages qui utilisent généralement des matériaux homogènes et nécessitent plusieurs processus. On pourrait alors envisager la fabrication de matériaux hétérogènes et anisotropes de forme complexe et ainsi améliorer les performances des antennes sur porteurs de petite taille.

Une propriété envisagée est le contrôle du diagramme de rayonnement par l'utilisation de lentilles diélectriques à profil d'indice de réfraction continue.

Un autre exemple est la réalisation d'un matériau anisotrope, facilement réalisable en un seul processus pour la fabrication d'une antenne diélectrique [33]. Cette thématique est déjà initiée dans le cadre de la fédération de recherche entre l'ENAC, L'ISAE et l'ONERA. Deux thèses sur ce sujet sont en cours.

5.2.2.c Modes caractéristiques et porteur

Depuis quelques années la théorie des modes caractéristiques [97, 98] a été remise en perspective pour des applications MIMO et est implémentée dans la plupart des logiciels de modélisation EM. En effet, elle permet de déterminer les modes EM résonants d'une structure quelconque et de visualiser les courants associés. L'excitation adéquate de ces modes permet de réaliser des éléments rayonnants. Toujours dans la perspective de concevoir des antennes sur porteurs de petites dimensions, l'idée est d'exciter des modes EM dans les structures métalliques du porteur afin de les faire rayonner aux fréquences désirées. La conception mécanique du porteur (drone, nanosat, ...) devra être réalisée conjointement à la conception des antennes. Cette thématique est envisagée dans le cadre d'un projet

structurant DGA/DGAC portant sur les drones.

5.2.3 Capteurs exploitant des propriétés de diversité des ondes électromagnétiques

5.2.3.a Objectifs

Après avoir évoqué les projets associés à la miniaturisation d'antennes pour porteurs de petite taille, intéressons nous maintenant aux capteurs multi-antennes. Cette thématique repose sur l'utilisation des propriétés de diversité des ondes électromagnétiques. Elle s'inscrit dans la continuité des travaux réalisés en radiogoniométrie [10, 11], [20, 21, 22].

5.2.3.b Radio-goniométrie

La détection de directions d'arrivée utilise généralement la diversité spatiale des capteurs. Une approche originale s'intéresse à la diversité de polarisation à partir d'antennes vectorielles comme déjà abordée dans ce manuscrit. Les résultats obtenus sur la couverture angulaire, fréquentielle et les performances d'estimation de DOA nous encouragent à poursuivre les efforts de recherche sur cette thématique. En effet, l'étude d'un traitement adapté au potentiel de reconfigurabilité de l'antenne reste à développer. L'estimation de détection de DOA multi-sources en environnement réel est également à explorer.

Par ailleurs, les réseaux d'antennes à fréquence diverses (FDA) permettent de générer un facteur de réseau dépendant des angles, du temps et de la distance [99]. Il serait intéressant d'étudier les capacités d'un tel principe pour l'estimation de directions d'arrivée en exploitant l'aspect large bande des antennes vectorielles.

De plus, la taille de l'antenne vectorielle proposée est difficilement réductible. Il serait alors judicieux d'ajouter des capteurs de champ non résonants associés à des composants actifs pour assurer l'adaptation en puissance et ainsi d'augmenter la bande passante vers les fréquences basses.

La radio-goniométrie englobe aussi les applications de radio-guidage. Nous n'avons pas encore abordé cette approche dans nos recherches. Il s'agirait d'évaluer les performances d'une antenne agile en fréquence et en diagramme associées à un traitement de signal autonome afin de pouvoir guider un mobile relativement à des balises spatialement distribuées.

Ces travaux pourraient être envisagés dans la continuité des précédents en collaboration avec le LAAS/CNRS pour la partie antennaire et avec l'ISAE pour la partie traitement du signal.

5.2.3.c Antennes multi-éléments

Enfin, l'antenne vectorielle développée pour les applications de radiogoniométrie semble couvrir les performances requises pour les applications MIMO (multiple-input and multiple-output). Il serait alors opportun de caractériser cette antenne selon les métriques des

antennes MIMO [100].

Leur intérêt pour la détection radar multi-cibles a également été démontré [101, 102]. Dans le domaine de l'aviation civile, ces activités pourraient être mises à profit dans le domaine de la surveillance des aéroports. L'objectif pourrait être de proposer de nouvelles solutions pour détecter des débris sur les pistes et leurs accès (système FOD : Foreign Object Detection).

Les propriétés des antennes multi-éléments pourraient également être mises à profit pour la caractérisation d'antennes. En effet, son emploi comme antenne de référence permettrait de mieux caractériser l'environnement de mesure lors de la phase de calibration [103].

5.2.4 Modélisation des systèmes CNS

5.2.4.a Objectifs

Après avoir énoncé les travaux envisagés dans le cadre de capteurs multi-antennes, je présente dans ce paragraphe les perspectives associées aux modèles numériques pour les systèmes CNS. Les systèmes de communication, navigation et surveillance de l'aviation civile doivent répondre à des exigences de fiabilité afin de garantir la sécurité du trafic aérien. L'environnement de ces installations peut être critique pour l'intégrité de leurs performances. Or, on assiste à une pression immobilière exercée par les acteurs du développement durable et du secteur industriel dans les zones avoisinant ces systèmes de par leur attractivité foncière. Afin de concilier le développement économique et la sécurité du transport aérien, une expertise technique des phénomènes électromagnétiques basée sur des modèles numériques est un enjeu majeur.

Le développement d'un modèle numérique sous entend l'utilisation de méthodes dont les hypothèses sont compatibles avec l'environnement modélisé. Le choix des méthodes est alors primordial pour estimer avec précision l'effet réel de l'environnement sur le canal de propagation des installations CNS. Ces travaux se traduisent par la modélisation de problèmes de très grande taille pouvant atteindre plusieurs centaines de kilomètres. Les perturbations du canal peuvent être engendrées par des bâtiments, des éoliennes, d'autres équipements, le relief ou l'atmosphère terrestre. Mes futurs travaux dans ce domaine s'intègrent dans le développement de tels outils.

5.2.4.b Système de navigation VOR

Le modèle déjà développé, dédié à l'estimation des erreurs multitrajets VOR, souffre de quelques approximations trop simplistes comme la prise en compte du sol entre, d'une part, les éoliennes et l'avion et, d'autre part, le VOR et l'avion. Le trajet étant différent, le relief du terrain l'est aussi. Or actuellement, le sol est considéré plat dans les deux cas. Une façon de considérer le relief des trajets correctement serait d'utiliser le modèle de l'équation parabolique pour calculer la propagation le long de ces deux trajets en considérant leurs reliefs.

De plus, le modèle développé s'appuie sur des méthodes déterministes or la précision des

données utilisées pour décrire l'environnement est limitée et les paramètres du scénario à étudier sont changeants (nombre, taille, distance et orientation des éoliennes). Ainsi, quelle que soit la précision des calculs effectués, les résultats peuvent différer de la réalité. Une étude portant sur un modèle statistique d'erreur à partir d'analyses de Monte-Carlo a déjà été initiée et mérite d'être poursuivie du fait de ses résultats encourageants.

En outre, le modèle de récepteur permet d'intégrer maintenant l'aspect dynamique des multi-trajets (mouvement de l'avion lors de la réception et fonction de transfert du récepteur). Le modèle de récepteur, tenant compte de la dynamique de la configuration, continuera à être développé pour intégrer le mouvement des pales de l'éolienne.

Enfin, la confrontation des résultats modélisés avec des mesures réalisées à partir de drones ou de plateforme volantes (ACHIL) telle que disponible à l'ENAC peut être envisagée. Ses mesures permettront d'affiner et de conforter le modèle d'erreur. Notamment, le modèle de l'antenne bord pourrait être amélioré en tenant compte de l'effet du porteur sur l'antenne et de la polarisation croisée reçue sur cette dernière.

5.2.4.c Systèmes de surveillance

Les principaux systèmes de surveillance de l'aviation civile sont les radars et la multilatération. Les radars sont de deux sortes, le radar primaire, pour lequel l'avion n'est pas coopératif et est détecté par sa rétrodiffusion et le radar secondaire, pour lequel l'avion est coopératif et répond au radar qui l'interroge par l'intermédiaire d'un transpondeur. Ces systèmes sont sensibles à leur environnement proche lorsque des objets y sont implantés (éoliennes, champs de panneaux solaires, grues, bardages, bâtiments, pylônes, antennes). Parmi les phénomènes à considérer se trouvent également le relief et l'atmosphère. De nombreuses études ont déjà été conduites pour quantifier les perturbations engendrées par ses objets. Généralement, leurs prises en compte ne sont que partielles au travers de méthodes de rayons ou de l'équation parabolique 2D excluant les contributions latérales. Quelques méthodes abordent la modélisation 3D mais elles sont coûteuses en temps de calcul et limitées en précision. Elles ne peuvent, par exemple, pas prédire la propagation des ondes de surface. Les méthodes basées sur l'équation parabolique en 3D [104, 105] sont excessivement coûteuses en temps de calcul. Par conséquent, un gros effort reste à faire pour modéliser la propagation atmosphérique à grande distance en 3D en tenant compte du relief tout en garantissant précision et temps de calcul acceptables. Pour cela, il paraît pertinent de poursuivre les efforts de recherche déjà engagés par l'équipe de recherche qui vise à utiliser des décompositions et des compressions par ondelettes lors du calcul de la propagation par équation parabolique.

La multilatération est basée sur la mesure, par plusieurs balises réparties au sol, de différences de temps de détection d'un signal émis par un avion. La position de l'avion est alors estimée par triangulation (figure 5.1).

Une des finalités de ces études serait l'élaboration de recommandations radioélectriques reconnues à la fois par la communauté des télécommunications (UIT) et de l'aviation civile (OACI) afin de garantir la fiabilité des systèmes CNS. Ainsi, la prise de décision de la DGAC au regard de nombreux projets immobiliers serait facilitée.

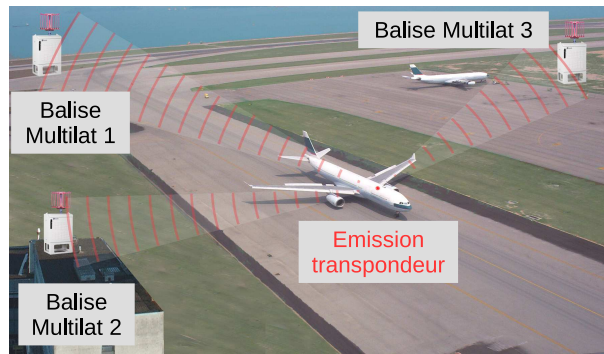


FIGURE 5.1 – Principe de la multilatération

5.3 Conclusion

Dans ce manuscrit, la synthèse de mes activités d'enseignement et de recherche effectuées au sein de l'ENAC a été exposée. L'ensemble de mes activités d'enseignement et de recherche s'intègre dans le domaine des télécommunications radio-fréquence. Ainsi, il est très naturel et intéressant de faire bénéficier aux étudiants ingénieur et doctorants des compétences et connaissances associées à ces deux facettes de mon métier. Les thématiques de recherche alimentent le contenu des apprentissages en notions fondamentales de l'électromagnétisme tandis que l'aspect pédagogique induit un formalisme qui est mise à profit dans la recherche. Dans ces activités d'encadrement et d'enseignement, il s'agit de transmettre des connaissances, des compétences et des méthodes de travail de sorte que les étudiants puissent participer de façon éclairée à l'évolution des systèmes et aux futurs défis technologiques. Le projet de recherche établi en fin de manuscrit propose des axes de recherche en cohérence avec d'une part, mes activités en cours et passées et d'autre part, avec la feuille de route du laboratoire ENAC. Ces axes abordent les aspects de conception d'antennes compactes aux propriétés innovantes, les systèmes d'antennes pour des applications novatrices, et enfin des modèles de propagation permettant la modélisation de systèmes RF complexes. Nul doute qu'au cours de leur déroulement, leurs perspectives seront réévaluées afin de surmonter les éventuels blocages et investiguer de nouvelles idées n'ayant pas encore émergées. En outre, des collaborations avec des partenaires dont les activités sont complémentaires aux miennes sont à conforter afin de pouvoir explorer plus en profondeur certains aspects des sujets abordés.

Bibliographie

- [1] B. Raucent, E. Milgrom, B. Bourret, A. Hernandez, and C. Romano, *Guide pratique pour une pédagogie active : les APP*. INSA Toulouse, 2011.
- [2] A. Peytavin, “Organisation pédagogique de la direction des études et de la recherche (ENAC).” , 2013.
- [3] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “A method for computing the VOR multipath error-Comparisons with in-flight measurements,” in *EuCAP 2016, 10th European Conference on Antennas and Propagation* , (Davos, Switzerland), pp. 1–4, Apr. 2016.
- [4] A. Chabory, C. Morlaas, and B. Souny, “Miniaturized Antennas for Vehicular Communication Systems,” in *International Workshop on Communication Technologies for VehiclesNets4Car 2017 : Communication Technologies for Vehicles*, Lecture Notes in Computer Science, pp. 15–20, Springer, May 2017.
- [5] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Conception d’une antenne miniature pour application GPS,” in *JNM 2009, 16ème Journées Nationales Micro-ondes*, (Grenoble, France), pp. 1–4, May 2009.
- [6] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Highly compact composite antenna,” in *APS/URSI 2009, Antennas and Propagation Society International Symposium*, (Charleston, United States), pp. 1–5, June 2009.
- [7] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, “Surface haute impédance à motifs miniatures,” in *JNM 2011, 17èmes Journées Nationales Micro-ondes*, (Brest, France), pp. 1–4, May 2011.
- [8] M. Pigeon, C. Morlaas, and H. Aubert, “A dual-band high impedance surface mounted with a spiral antenna for GNSS applications,” in *APWC 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 994 – 997, Sept. 2011.
- [9] J. Lominé, C. Morlaas, and H. Aubert, “Method for vector sensor design based on a spherical mode approach for 3D DoA estimation,” in *EuCAP, 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation*, (Gothenburg, Sweden), pp. 1–5, Apr. 2013.
- [10] J. Lominé, C. Morlaas, and H. Aubert, “Novel vector sensors design with three co-located or distributed elements for the 3D DoA estimation,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 57, pp. 207–220, 2014.

- [11] J. Lominé, C. Morlaas, C. Imbert, and H. Aubert, “Dual-band vector sensor for direction of arrival estimation of incoming electromagnetic waves,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3662–3671, 2015.
- [12] L. Claudepierre, R. Douvenot, and C. Morlaas, “Simulation de l’influence d’éoliennes sur un signal VOR,” in *GdR Ondes 2013, Assemblée générale Interférences d’ondes*, (Dijon, France), Oct. 2013.
- [13] L. Claudepierre, R. Douvenot, and C. Morlaas, “A simple and accurate electromagnetic model of a windturbine blade at radar frequency,” in *ICEAA 2014, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Palm Beach, Aruba), pp. 253–256, Aug. 2014.
- [14] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Assessment of the shadowing effect between windturbines,” in *EuCAP, 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation*, (Lisbon, Portugal), pp. 1–4, Apr. 2015.
- [15] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Influence of the lightning protection of blades on the field scattered by a windturbine,” in *EuCAP, 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation*, (Lisbon, Portugal), pp. 1–4, Apr. 2015.
- [16] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “VOR multipath error in the presence of windfarms,” in *EMWT 2016*, (Fraunhofer FHR, Wachtberg, Germany), p. 2p., Dec. 2016.
- [17] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “Assessment of the shadowing effect between windturbines at VOR and radar frequencies,” *Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies*, vol. 16, pp. 1–6, 2016.
- [18] L. Claudepierre, R. Douvenot, A. Chabory, and C. Morlaas, “A deterministic VOR error modelling method – application to wind turbines,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 53, pp. 247 – 257, Feb. 2017.
- [19] R. Douvenot, L. Claudepierre, A. Chabory, and C. Morlaas, “Probabilistic VOR error due to several scatterers - Application to wind farms,” in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP2017)*, (Paris, France), Mar. 2017.
- [20] J. Duploux, C. Morlaas, and H. Aubert, “Dipôle magnétique large-bande pour la radiogoniométrie 3D à l’aide d’une antenne vectorielle,” in *JNM 2017, 20èmes Journées Nationales Microondes*, (Saint-Malo, France), pp. 1–4, May 2017.
- [21] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, P. Pouliguen, and C. Djoma, “Grounded colocated antennas for wideband vector sensor applications,” in *APS/URSI 2017, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting.*, (San Diego, United States), pp. 1–2, July 2017.
- [22] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Pouliguen, P. Potier, and C. Djoma, “Reconfigurable grounded vector antenna for 3D electromagnetic direction finding applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 197–200, 2017.

- [23] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, P. Pouliguen, and C. Djoma, “3D direction-of-arrival estimation using a wideband vector antenna,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI 2018)*, (Boston, MA, United States), pp. 197–200, July 2018.
- [24] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Antenne vectorielle large bande et à diversité de diagramme pour la radiogoniométrie 3D,” in *JNM 2019, 21èmes Journées Nationales Microondes*, (Caen, France), pp. 1–4, May 2019.
- [25] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband and Reconfigurable Vector Antenna using Radiation Pattern Diversity for 3-D Direction-of-Arrival Estimation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 3586–3596, 2019.
- [26] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband vector antenna using radiation pattern reconfigurability for 3-d direction finding,” in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pp. 1485–1486, IEEE, 2019.
- [27] J. Duploux, C. Morlaas, H. Aubert, P. Potier, and P. Pouliguen, “Wideband Vector Antenna for Dual-Polarized and 3-D Direction Finding Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, pp. 1572 – 1575, Aug. 2019.
- [28] S. Ben-Hassine, A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “VOR times series for an aircraft trajectory in the presence of wind turbines,” in *MIKON 2018 , 22nd International Microwave and Radar Conference*, (Poznan, Poland), pp. 116–118, May 2018.
- [29] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and H. Galiègue, “Methodology for Assessing the Impact of Wind Turbines on Civil Aviation Primary and Secondary Radars,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.
- [30] A. Chabory, S. Ben-Hassine, C. Morlaas, and R. Douvenot, “A Statistical Model for Assessing the Impact of Wind Turbines on Conventional VOR,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.
- [31] S. Ben-Hassine, A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “An Analytic Formulation of the Doppler VOR Multipath Error for a Digital Receiver -Comparisons with the Odunaiya Expression,” in *Specialist Meeting on Electromagnetic Waves and Wind Turbines (EMWT2019)*, (Toulouse, France), Dec. 2019.
- [32] S. Ben-Hassine, A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “A Dynamic VOR Receiver Model for Estimating the Bearing Error in the Presence of Wind Turbines,” in *EUCA19 , 13th European Conference on Antennas and Propagation*, (Krakow, Poland), Apr. 2019.
- [33] C. D. Morales Peña, C. Morlaas, A. Chabory, R. Pascaud, M. Grzeskowiak, and G. Mazingue, “Single-fed circularly polarized dielectric resonator antenna using a uniaxial anisotropic material,” in *The IET Conference on Antennas and Propagation (APC2019)*, (Birmingham, United Kingdom), Nov. 2019.

- [34] M. Pigeon, *Étude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature*. Theses, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, Nov. 2011.
- [35] J. Lominé, *Study of a Multiband UHF Vector Sensor Applied to the 3-D Direction Finding*. Theses, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, Nov. 2014.
- [36] J. Duploux, *Wideband Reconfigurable Vector Antenna for 3-D Direction Finding Application*. Theses, Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, Jan. 2019.
- [37] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, "Conception d'une antenne miniature pour application GPS," in *JNM 2009, 16ème Journées Nationales Micro-ondes*, (Grenoble, France), p. 2p., May 2009.
- [38] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, "Highly compact composite antenna," in *APS/URSI 2009, Antennas and Propagation Society International Symposium*, (Charleston, United States), pp. 1–5, June 2009.
- [39] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory, "Slot planar antenna on metallic support with large bandwidth," in *EUCAP 2011, 5th European Conference on Antennas and Propagation*, (Rome, Italy), pp. 475–479, Apr. 2011.
- [40] M. Pigeon, C. Morlaas, H. Aubert, and B. Souny, "Surface haute impédance à motifs miniatures," in *JNM 2011, 17èmes Journées Nationales Micro-ondes*, (Brest, France), p. 4p., May 2011.
- [41] M. Pigeon, C. Morlaas, and H. Aubert, "A dual-band high impedance surface mounted with a spiral antenna for GNSS applications," in *APWC 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 994 – 997, Sept. 2011.
- [42] D. Sjöberg, C. Engström, G. Kristensson, D. J. N. Wall, and N. Wellander, *A Floquet-Bloch decomposition of Maxwell's equations, applied to homogenization*. PhD thesis, Department of Electrosience Electromagnetic Theory, Lund Institute of Technology Sweden, 2003.
- [43] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability," *Soviet Physics*, vol. 10, January-February 1968.
- [44] J. B. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics : Condensed Matter*, vol. 10, no. 22, p. 4785, 1998.
- [45] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, p. 4184, 2000.
- [46] D. F. Sievenpiper, *High-Impedance Electromagnetic Surfaces*. PhD thesis, University of California, 1999. These.
- [47] Y.-C. Lin, T.-W. Chiu, and K.-L. Wong, "Small-size surface-mountable circularly polarized ceramic-chip antenna for gps application," *Microwave and optical Technology letters*, vol. 40, no. 4, pp. 300–302, 2004.

- [48] B. Souny, C. Morlaas, and A. Chabory, "Compact self-directional antenna based on a helical ring," in *APS/URSI 2010, Antennas and Propagation Society International Symposium*, (Toronto, Canada), pp. 1–4, July 2010.
- [49] C. Morlaas, A. Chabory, B. Souny, and G. Hattenberger, "Compact helical ring antenna for iridium communication on UAV," in *ETTC 2011, European Test and Telemetry Conference*, (Toulouse, France), June 2011.
- [50] C. Morlaas, B. Souny, and A. Chabory, "Helical-ring antenna for hemispherical radiation in circular polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4693–4701, 2015.
- [51] B. Souny, "Self directing antenna with circular polarisation," Mar. Patent, FR2949611 / EP2293385, 2011.
- [52] H. A. Wheeler, "Small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-53, pp. 462–469, July 1975.
- [53] J. D. Kraus, *Antennas*. MC Graw Hill, May 1988.
- [54] X. L. Bao, G. Ruvio, M. Ammann, and M. John, "A novel gps patch on a fractal high-impedance surface substrate," *School of Electronic and Communications Engineering Articles, Dublin Institute of Technology*, 2006.
- [55] B. Lin, X. Cao, Y. Yang, and H. Zhang, "Planar ebg on electrically and magnetically anisotropic slab," *Radio Science*, vol. 43, 2008.
- [56] R. M. Walser, "Electromagnetic metamaterials," *Proceedings of SPIE*, 2001.
- [57] B. Souny and C. Morlaas, "Usage of characteristic modes with specific boundary conditions for wide-band antenna design : application to a cage loaded monopole antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 3819–3829, 2018.
- [58] S. A. Schelkunoff and H. T. Friis, *Antennas : theory and practice*, vol. 639. Wiley New York, 1952.
- [59] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 14, pp. 1052–1061, July 1999.
- [60] B. Gustavsen, "Improving the pole relocating properties of vector fitting," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 21, pp. 1587–1592, July 2006.
- [61] R. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*. John Wiley&Sons. Inc, 2001.
- [62] R. Harrington and J. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 5, pp. 622–628, 1971.
- [63] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback amplifier design*. Van Nostrand Company, 1945.
- [64] R. Harrington and J. Mautz, "Control of radar scattering by reactive loading," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, no. 4, pp. 446–454, 1972.
- [65] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 5, pp. 720–741, 1989.

- [66] E. Ferrara and T. Parks, "Direction finding with an array of antennas having diverse polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 2, pp. 231–236, 1983.
- [67] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [68] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, pp. 276 – 280, 1986.
- [69] G. Hatke, "Performance analysis of the supercart antenna array," *Project Report AST-22, Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology*, vol. 23, 1992.
- [70] G. Hatke, "Conditions for unambiguous source location using polarization diverse arrays," in *Asilomar conference on signals, systems and computers*, pp. 1365 – 1369, 1993.
- [71] A. Nehorai and E. Paldi, "Vector sensor processing for electromagnetic source localization," in *Conference Record of the Twenty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems Computers*, vol. 1, pp. 566–572, Nov 1991.
- [72] A. Chabory, C. Morlaas, and B. Souny, "Efficiency characterization of vector-sensor antennas with distributed elements for 3D direction finding," in *APWC 2011 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 819–822, Sept. 2011.
- [73] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and B. Souny, "Reduction of the sensor number in distributed vector-antennas for 3D direction finding," in *ANTEM 2012, 15th International Symposium of ANtenna Technology and applied ElectroMagnetics*, (Toulouse, France), pp. 1–5, June 2012.
- [74] H. A. LORENTZ, "The theorem of poynting concerning the energy in the electromagnetic field and two general propositions concerning the propagation of light," *Amsterdammer Akademie der Wetenschappen*, vol. 4, p. 176, 1896.
- [75] D. Spielman, A. Paulraj, and T. Kailath, "Performance analysis of the MUSIC algorithm," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*, vol. 11, pp. 1909–1912, 1986.
- [76] T. S. Chu, "On the use of uniform circular arrays to obtain omnidirectional patterns," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, pp. 436–438, October 1959.
- [77] L. Claudepierre, *Electromagnetic simulator of VOR error using deterministic methods : Application to windfarms*. Theses, Institut National Polytechnique de Toulouse, Dec. 2015.
- [78] "European guidance material on managing building restricted areas - Tech. Rep. EUR DOC 015," Sept 2009.
- [79] C. Morlaas, A. Chabory, and B. Souny, "Propagation model for estimating VOR bearing errors in the presence of windturbines - hybridation of parabolic equation with physical optics," in *EuCAP10, 4th European Conference on Antennas and Propagation*, (Barcelona, Spain), pp. 1–5, Apr. 2010.

- [80] I. González, L. Lozano, J. Gómez, A. Tayebi, I. Etayo, and M. Cátedra, “Analysis of the scattering field of wind turbine using rigorous and asymptotic techniques,” in *EuCAP, 2010 4th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–4, Apr. 2010.
- [81] F. Fontan, D. Marote, A. Mayo, B. Sanmartin, A. Castro, and J. Navarro, “Assessing multipath induced errors in VOR systems using ray-tracing techniques in combination with detailed terrain databases,” in *International Flight Inspection Symposium*, pp. 91–96, 2006.
- [82] C. Morlaas, M. Fares, and B. Souny, “Wind turbine effects on VOR system performance,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, pp. 1464–1476, Oct. 2008.
- [83] A. C. Casanova, M. C. Ramon, L. d. H. y Ariet, and P. Blanco-Gonzalez, “Wind farming interference effects,” in *International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, pp. 1–6, IEEE, 2008.
- [84] D. De la Vega, C. Fernandez, O. Grande, I. Angulo, D. Guerra, Y. Wu, P. Angueira, and J. Ordiales, “Software tool for the analysis of potential impact of wind farms on radiocommunication services,” in *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, pp. 1–5, 2011.
- [85] A. Chabory, C. Morlaas, R. Douvenot, and B. Souny, “An exact spectral representation of the wave equation for propagation over a terrain,” in *ICEAA 2012, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Cape Town, South Africa), pp. 717–720, Sept. 2012.
- [86] R. Douvenot, C. Morlaas, A. Chabory, and B. Souny, “Matrix split-step resolution for propagation based on an exact spectral formulation,” in *APWC 2012, Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Cape Town, South Africa), pp. 562–565, Sept. 2012.
- [87] A. Chabory, C. Morlaas, and R. Douvenot, “An exact vectorial spectral representation of the wave equation for propagation over a terrain in 3D,” in *APWC 2013, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (Torino, Italy), pp. 907–910, Sept. 2013.
- [88] R. Douvenot, C. Morlaas, and A. Chabory, “A theoretical study of the boundary conditions for parabolic equation,” in *APWC 2013, IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, (France), pp. 684–687, Sept. 2013.
- [89] S. Odunaiya and D. Quinet, “Calculations and analysis of signal processing by various navigation receivers architectures,” in *Digital Avionics Systems Conference*, vol. 1, pp. 1–D, IEEE, 2004.
- [90] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [91] M. Levy, *Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation*. IET, 2000.
- [92] D. Dockery and J. R. Kuttler, “An improved impedance-boundary algorithm for Fourier split-step solutions of the parabolic wave equation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 12, pp. 1592–1599, 1996.

- [93] S.-W. Lee and R. Mittra, “Fourier transform of a polygonal shape function and its application in electromagnetics,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 1, pp. 99–103, 1983.
- [94] G. Ramière, *Couplage des méthodes asymptotiques et de la technique de lancer de rayons pour le calcul du champ rayonné par des objets métalliques 3D complexes*. PhD thesis, Université Paul Sabatier, 2000.
- [95] C. Reilly, W. Chappell, J. Halloran, K. Sarabandi, J. Volakis, N. Kikuchi, and L. Katehi, “New fabrication technology for ceramic metamaterials,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 376–379, IEEE; 1999, 2002.
- [96] M. Vaezi, H. Seitz, and S. Yang, “A review on 3D micro-additive manufacturing technologies,” *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 67, no. 5-8, pp. 1721–1754, 2013.
- [97] J. L. Ethier and D. A. McNamara, “Antenna shape synthesis without prior specification of the feedpoint locations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 4919–4934, 2014.
- [98] Y. Chen and C.-F. Wang, “Electrically small uav antenna design using characteristic modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 2, pp. 535–545, 2014.
- [99] W.-Q. Wang, “Frequency diverse array antenna : New opportunities,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 2, pp. 145–152, 2015.
- [100] M. S. Sharawi, “Printed multi-band mimo antenna systems and their performance metrics [wireless corner],” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 5, pp. 218–232, 2013.
- [101] J. Li and P. Stoica, “Mimo radar with colocated antennas,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 106–114, 2007.
- [102] A. Hassanién and S. A. Vorobyov, “Transmit energy focusing for doa estimation in mimo radar with colocated antennas,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 6, pp. 2669–2682, 2011.
- [103] J. T. Toivanen, T. A. Laitinen, S. Pivnenko, and L. Nyberg, “Calibration of multi-probe antenna measurement system using test zone field compensation,” in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 2916–2920, IEEE, 2009.
- [104] R. Janaswamy, “Path loss predictions in the presence of buildings on flat terrain : A 3-D vector parabolic equation approach,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 8, pp. 1716–1728, 2003.
- [105] A. Ginestet, *Modélisation de la propagation d’une onde électromagnétique sur des scènes de grande taille par résolution de l’équation parabolique 3D vectorielle*. PhD thesis, Université Paul Sabatier, 2007.