



HAL
open science

Étude d'une antenne vectorielle UHF multibande appliquée à la goniométrie 3D

Jimmy Lominé

► **To cite this version:**

Jimmy Lominé. Étude d'une antenne vectorielle UHF multibande appliquée à la goniométrie 3D. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014. Français. NNT : 2014INPT0096 . tel-01117288v2

HAL Id: tel-01117288

<https://theses.hal.science/tel-01117288v2>

Submitted on 27 Oct 2023

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :

M. JIMMY LOMINE

le jeudi 27 novembre 2014

Titre :

ETUDE D'UNE ANTENNE VECTORIELLE UHF MULTIBANDE
APPLIQUEE A LA GONIOMETRIE 3D

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.)

Laboratoire de Télécommunications (TELECOM) de l'ENAC

Directeur(s) de Thèse :

M. HERVE AUBERT

M. CHRISTOPHE MORLAAS

Rapporteurs :

M. MOHAMED HIMDI, UNIVERSITE RENNES 1

M. XAVIER BEGAUD, TELECOM PARISTECH

Membre(s) du jury :

M. XAVIER BEGAUD, TELECOM PARISTECH, Président

M. ANTHONY BELLION, CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES CNES, Membre

M. CHRISTOPHE IMBERT, ROCKWELL COLLINS STE, Membre

M. CHRISTOPHE MORLAAS, ECOLE NATIONALE DE L'AVIATION CIVILE, Membre

M. HERVE AUBERT, INP TOULOUSE, Membre

Remerciements

Ce travail de recherche a été financé par la société Rockwell Collins France en collaboration avec deux laboratoires : le laboratoire TELECOM de l'École Nationale de l'Aviation Civile (ENAC) et le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS).

Je remercie M. Christian PARPET, ancien directeur du département technique et Mme Nadia AMMOUR, ancienne responsable des départements DF/PLS et Radar chez Rockwell Collins France, de m'avoir fait confiance pour ce travail de recherche.

Je remercie également l'ancien responsable, M. Robert BAUDRAIN et l'actuel responsable, M. Mathy GONON, du département Sciences et Ingénierie de la Navigation Aérienne (SINA) de l'ENAC, M. Christophe MACABIAU, responsable du laboratoire TELECOM, M. Alexandre CHABORY, responsable du groupe Électromagnétisme et Antenne (EMA) et M. Jean ARLAT, directeur du LAAS-CNRS de m'avoir accueilli au sein de leurs équipes.

Je remercie M. Xavier BEGAUD, professeur de l'Université Télécom ParisTech et M. Mohamed HIMDI, professeur de l'Université de Rennes 1, d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce manuscrit.

Je tiens également à remercier, M. Thierry MONEDIERE, professeur de l'Université de Limoges, M. Anthony BELLION, Ingénieur au Centre National d'Études Spatiales et M. Cyrille LE MEINS, Ingénieur chez Thales Communications & Security d'avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse.

Mes plus sincères remerciements vont à mes directeurs de thèse. Tout d'abord, M. Hervé AUBERT, professeur de l'Université de Toulouse, pour la confiance qu'il m'a accordée ainsi que pour toute l'aide et les conseils qu'il m'a apportés durant ces travaux. Je remercie également, M. Christophe MORLAAS, enseignant/chercheur de l'ENAC, qui a dû me supporter au quotidien. Ses conseils, sa disponibilité et sa gentillesse m'ont permis de mener à bien cette thèse dans un contexte agréable. Je remercie aussi mon encadrant et collègue, M. Christophe IMBERT, responsable de l'équipe Radar de la société Rockwell Collins France, pour ses conseils et sa bonne humeur mais également l'ensemble des personnes du groupe EMA et du groupe SIGNAV du laboratoire TELECOM de l'ENAC, à savoir, Rémi, Olivier, Anaïs, Antoine, Paul, Marie-Christine, Axel, Carl ainsi que l'ensemble des doctorants, Ludovic, Alizé, Enik, JB, Quentin, Giuseppe, Philippe, Myriam, Amani, Andréas, Enzo, Jade et Yiping pour les bons moments passés avec eux, tout au long de ces trois années. Je n'oublie pas non plus les anciens doctorants : Daniel, Sébastien, Kévin, Leslie, Jérémy et Marion.

Je tiens aussi à remercier M. Michel PAONESSA et M. Gilles THOMINE, ingénieurs et enseignants au département ELS de l'ENAC, pour l'aide qu'ils m'ont apportée lors de la réalisation des antennes ainsi que Xavier DOLLAT et Alexandre RUMEAU, assistants ingénieur au LAAS-CNRS, pour la réalisation du support d'antennes et la mise à disposition des moyens de mesure.

Je remercie également mes collègues de Rockwell Collins France, Fred M, Fred G, Lê, Valérian, Emmanuel, Coralie, Raph, Jérôme, Vincent et Virgile.

Mes pensées vont à mes parents et beaux-parents, à mon frère et Valérie, à Marc et Marion (la seconde pièce rapportée), à Carole mais également à tous mes oncles, tantes, cousins, cousines et amis. J'ai aussi une pensée toute particulière pour mon grand-père Arsène.

Pour finir, je ne saurais oublier de remercier ma compagne, Anaïs, qui a toujours cru en moi.

Composition du jury

Membres du jury

M XAVIER BEGAUD

Professeur de Télécom ParisTech

Télécom ParisTech

COMELEC - RFM, UMR CNRS 5141

46, rue Barrault

F-75634 Paris Cedex 13 - xavier.begaud@telecom-paristech.fr

M. MOHAMED HIMDI

Professeur de l'Université de Rennes 1

Université de Rennes 1 - Campus de Beaulieu

IETR, UMR CNRS 6164

263, avenue du Général Leclerc - CS 74205

35042 RENNES Cedex - mohamed.himdi@univ-rennes1.fr

M. THIERRY MONEDIÈRE

Professeur de l'Université de Limoges

XLIM, UMR CNRS 7252

123, avenue Albert Thomas

87060 LIMOGES Cedex - thierry.monediere@xlim.fr

M. ANTHONY BELLION

Ingénieur - CNES

CNES, Centre Spatial de Toulouse

18, avenue Edouard Belin

31401 TOULOUSE Cedex 9 - anthony.bellion@cnes.fr

M. HERVÉ AUBERT

Professeur de l'INP de Toulouse

LAAS-CNRS, UMR CNRS 8001
7, avenue du Colonel Roche
31031 TOULOUSE Cedex 4 - herve.aubert@laas.fr

M. CHRISTOPHE MORLAAS

Enseignant chercheur - ENAC

École nationale de l'aviation civile
7, avenue Edouard Belin, BP 54005
31055 Toulouse cedex 4 - christophe.morlaas@recherche.enac.fr

M. CHRISTOPHE IMBERT

Ingénieur - Rockwell Collins France

Rockwell Collins France
6, avenue Didier Daurat
31700 BLAGNAC Cedex- christophe.imbert@rockwellcollins.com

Membre invité

M. CYRILLE LE MEINS

Ingénieur - Thales

THALES Communications & Security
110, avenue du Maréchal Leclerc
49300 CHOLET - cyrille.lemeins@thalesgroup.com

Liste des Publications

Revue internationale

J. LOMINÉ, C. MORLAAS, 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.

J. LOMINÉ, C. MORLAAS, H. AUBERT, “Dual-band Vector Sensor for Direction of Arrival Estimation of Incoming Electromagnetic Waves”, submitted to *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* in november 2014.

Congrès internationaux

J. LOMINÉ, C. MORLAAS, H. AUBERT, “Method for Vector Sensor Design based on a Spherical Mode Approach for 3D DoA Estimation”, *7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pp. 237 – 241, 2013.

Table des matières

Introduction	1
I Contexte du travail de thèse	5
1 La radiogoniométrie	5
1.1 Définition et applications	5
1.2 Architecture générale d'un radiogoniomètre numérique	7
1.2.a L'antenne	8
1.2.b Le récepteur	8
1.2.c L'unité de traitement	8
1.2.d L'interface homme/machine	8
1.3 Techniques de traitement de goniométrie	9
1.3.a Goniométrie d'amplitude	9
1.3.b Goniométrie Watson-Watt	10
1.3.c Goniométrie par interférométrie	11
1.3.d Goniométrie à super-résolution et à haute-résolution	12
1.4 Caractéristiques d'un radiogoniomètre	13
1.4.a La précision angulaire	14
1.4.b La sensibilité	15
1.4.c Risque d'ambiguïtés angulaires	17
1.4.d Robustesse face aux multitrajets	18
1.4.e Couverture angulaire	18
1.4.f Couverture fréquentielle	19
1.5 État de l'art des antennes de radiogoniométrie	20
2 Motivations et objectif du travail de thèse	24
2.1 Couverture angulaire des radiogoniomètres et antennes associées	24
2.2 Couverture de l'espace 3D à partir d'antennes vectorielles	27
2.3 Objectif du travail de thèse	30
II Antennes vectorielles et techniques de traitement de goniométrie adaptées	31
1 Les antennes vectorielles	32
1.1 Principe général	32
1.2 Caractéristiques d'une antenne vectorielle	33
1.2.a Largeur de bande	33
1.2.b Diagramme de rayonnement	33
1.2.c Directivité et Gain	34
1.2.d Surface effective	35
1.2.e Polarisation	36
1.3 Les antennes multibandes	37
1.3.a Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	38

	1.3.b	Utilisation de trappes	38
2		Modélisation des observations à partir d'antennes vectorielles	40
	2.1	Modèle d'observation général	40
	2.2	Le dipôle élémentaire	40
	2.3	Modèle d'observation de l'antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM	42
	2.4	Rapport signal à bruit	44
3		Techniques de traitement adaptées aux antennes vectorielles	45
	3.1	Estimateur par produit vectoriel basée sur une approche par décomposition en harmoniques sphériques - DHS	46
	3.1.a	Représentation du champ EM en modes sphériques	46
	3.1.b	Opérateur de rayonnement C^+	48
	3.1.c	Opérateur de rayonnement C^-	49
	3.1.d	Recomposition du champ EM	49
	3.1.e	Impact de la répartition spatiale des capteurs de l'antenne sur les performances d'estimation	50
	3.2	Technique de traitement haute-résolution - MUSIC	54
	3.2.a	Matrice de covariance des observations	54
	3.2.b	Détermination des sous espaces signal et bruit	55
	3.2.c	Fonction MUSIC à partir d'une antenne non polarisée	55
	3.2.d	Fonction MUSIC à partir d'une antenne vectorielle	56
	3.2.e	Impact de la répartition spatiale des éléments de l'antenne sur les performances d'estimation	57
	3.2.f	Analyse du risque d'ambiguïtés en radiogoniométrie 3D	58
4		Antennes vectorielles à composantes limitées	60
	4.1	Antennes vectorielles à trois composantes	61
	4.2	Adaptation de la technique DHS	62
	4.3	Adaptation de la technique MUSIC	64
	4.4	Impact sur la précision d'estimation	64
5		Conclusion du chapitre	67
III Choix du traitement d'antennes vectorielles à composantes limitées			69
1		Développement d'une antenne vectorielle à trois capteurs colocalisés	70
	1.1	Dimensions de l'antenne	70
	1.2	Les capteurs électrique et magnétiques	71
	1.2.a	Les capteurs magnétiques	71
	1.2.b	Le capteur électrique	73
	1.3	Couplage entre capteurs	74
	1.4	Diagrammes de rayonnement	74
2		Simulation des performances d'estimation de l'antenne Cloc	76
	2.1	Conditions de l'estimation	76
	2.2	Risque d'ambiguïtés	77
	2.3	Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC	78
	2.4	Précision d'estimation avec la technique de traitement DHS	79
3		Mesure des performances d'estimation de l'antenne Cloc	82
	3.1	Réalisation d'un prototype	82
	3.2	Conditions d'estimation	85
	3.3	Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC	85
	3.4	Précision d'estimation avec la technique de traitement DHS	86
4		Répartition spatiale des capteurs	88
	4.1	Topologie proposée	88
	4.2	Analyse du risque d'ambiguïtés théorique	88

4.3	Calcul de la borne de Cramer Rao	90
4.4	Dimensions de l'antenne	91
4.5	Couplage entre capteurs	91
4.6	Diagrammes de rayonnement	92
5	Simulation des performances d'estimation de l'antenne Dloc	93
5.1	Conditions de l'estimation	93
5.2	Risque d'ambiguïtés	94
5.3	Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC	94
5.4	Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC sur un large support	95
6	Conclusion du chapitre	96
IV Développement d'une antenne vectorielle de goniométrie UHF bibande		99
1	Topologie d'antennes vectorielles bibandes	100
1.1	Description de la topologie	100
1.1.a	F1 : Combinaison d'antennes monobandes	100
1.1.b	F2 : Utilisation de capteurs bibandes	101
1.1.c	Topologie d'antennes vectorielles bibandes optimisée	102
1.2	Analyse du risque d'ambiguïtés	103
2	Conception des capteurs bibandes	105
2.1	Développement du capteur électrique UHF bibande	106
2.1.a	Principe de fonctionnement du monopôle replié	106
2.1.b	Monopôle replié UHF bibande	110
2.1.c	Adaptation d'impédance	114
2.1.d	Diagrammes de rayonnement	114
2.2	Développement du capteur magnétique UHF bibande	116
2.2.a	Demi-boucle chargée UHF bibande à double accès	116
2.2.b	Adaptation d'impédance	122
2.2.c	Diagrammes de rayonnement	122
3	Conception d'une antenne vectorielle UHF bibande	124
3.1	Intégration des capteurs électriques et magnétiques	124
3.2	Calcul de la borne de Cramer Rao	125
3.3	Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF bibande	126
3.3.a	Adaptation d'impédance	126
3.3.b	Couplage entre capteurs	127
3.3.c	Diagrammes de rayonnement	129
3.4	Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande	131
3.4.a	Conditions d'estimation	131
3.4.b	Risque d'ambiguïtés	132
3.4.c	Précision d'estimation	133
3.4.d	Sensibilité	137
3.4.e	Comparaison des performances de l'antenne bibande et de l'antenne monobande	138
4	Mesure des performances de l'antenne vectorielle UHF bibande	140
4.1	Réalisation du prototype	140
4.2	Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF bibande	143
4.2.a	Adaptation d'impédance	143
4.2.b	Diagrammes de rayonnement	144
4.3	Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande	145
4.3.a	Conditions d'estimation	145
4.3.b	Précision d'estimation	146
4.3.c	Sensibilité	148

5	Conclusion du chapitre	150
V	Extension de la couverture fréquentielle au multibande	153
1	Topologie d'antennes vectorielles tribandes	153
1.1	Description de la topologie	154
1.2	Analyse du risque d'ambiguïtés	155
2	Développement des capteurs monobandes	155
2.1	Développement des capteurs électriques	155
2.1.a	Principe de l'antenne PIFA	155
2.1.b	Antenne PIFA UHF	157
2.1.c	Adaptation d'impédance	158
2.1.d	Diagramme de rayonnement	159
2.2	Développement des capteurs magnétiques	160
2.2.a	Adaptation d'impédance	161
2.2.b	Diagramme de rayonnement	161
3	Développement d'une antenne vectorielle de goniométrie UHF tribande	162
3.1	Intégration des capteurs électriques et magnétiques	163
3.2	Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF tribande	163
3.2.a	Adaptation d'impédance	163
3.2.b	Couplage entre capteurs	164
3.2.c	Diagrammes de rayonnement	166
4	Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF tribande	169
4.1	Conditions d'estimation	169
4.2	Risque d'ambiguïtés	169
4.3	Précision d'estimation	171
4.4	Sensibilité	174
5	Conclusion du chapitre	178
	Conclusion générale	179
	Annexes	183
A	Expression des bornes de Cramer Rao	185
1	BCR de l'antenne à six capteurs mesurant six composantes	187
2	BCR de l'antenne à trois capteurs mesurant trois composantes	188
3	BCR de l'antenne à six capteurs trois composantes	188
B	Les moyens de mesure	191
1	La chambre anéchoïque	191
2	Etalonnage du répartiteur	193
C	Principe du dipôle replié	195
D	Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF	199
1	Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF bibandes	199
2	Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF monobandes	200
E	Diagrammes de rayonnement des antennes vectorielles UHF	203
1	Diagrammes simulés de l'antenne UHF bibande	203
2	Diagrammes mesurés de l'antenne UHF bibande	205
3	Diagrammes simulés de l'antenne UHF tribande	208

F Caractéristiques techniques des commutateurs

211

Introduction

Contexte

De nos jours, la goniométrie est présente dans diverses applications aussi bien dans le domaine civil que militaire, tel que l'aéronautique, l'astronomie, la guerre électronique, la géophysique, la recherche scientifique ou encore la recherche de personnes en détresse. Elle permet d'estimer la direction d'arrivée d'ondes de différentes natures, comme les ondes acoustiques, électriques, sismiques ou électromagnétiques, émises par l'homme ou par des sources naturelles. La mesure de signaux électromagnétiques est l'utilisation la plus répandue. On emploie généralement le terme de radiogoniométrie pour la désigner. Apparue au début du XX^{ème} siècle, la première application fût la radionavigation permettant de déterminer la position des navires et des avions à partir d'une station sol. Les systèmes de *homing* consistant à se diriger vers les sources d'émission à partir des radiogoniomètres intégrés directement sur des porteurs tels que des véhicules, des avions ou voire même des personnes, sont apparus durant la seconde guerre mondiale. Depuis, on utilise la radiogoniométrie aussi comme outil de radiolocalisation, par exemple pour la recherche d'émetteurs ennemis en zone de combat ou la localisation de sources d'interférences pour des systèmes dédiés à la surveillance du spectre.

Du début du siècle dernier à aujourd'hui, les capacités de détection et d'estimation des radiogoniomètres n'ont cessé de croître en raison des grandes avancées technologiques dans le domaine de l'électronique ainsi que des progrès sur les techniques de traitement d'antennes. L'apparition des récepteurs numériques a permis d'implémenter des traitements de plus en plus performants permettant de repousser les capacités des radiogoniomètres. Cependant, tous ces systèmes de localisation ont une architecture générale commune dont l'un des éléments clefs est l'antenne. Elle permet de définir les limites théoriques des performances d'estimation, de la couverture du spectre radiofréquence et de la couverture spatiale angulaire.

La majeure partie des antennes, disponibles sur le marché industriel, ne couvrent qu'une partie de l'espace, créant ainsi des zones aveugles dans lesquelles les systèmes ne peuvent localiser une source d'émission. Quelques antennes permettant de couvrir le demi-espace 3D en présence d'un porteur, voire l'ensemble de l'espace 3D, à partir d'une mesure multicomposante du champ électromagnétique ont récemment été proposées. Cependant, cette approche étant utilisée principalement pour réduire la taille des systèmes antennaires, seules les antennes HF sont adressées. De récents travaux de recherche ont permis d'étudier et de développer des prototypes

d'antennes vectorielles couvrant les bandes UHF et VHF. Cependant, elles ne couvrent qu'une bande étroite du spectre électromagnétique. Or, de nos jours, de nombreux systèmes de communication utilisent plusieurs bandes de fréquences distinctes en raison de la forte occupation spectrale. Par conséquent, la localisation des sources d'émission provenant de ces communications doit faire appel à des antennes multibandes voire large bande.

Objectif et démarche de l'étude

L'objectif de ces travaux est d'étudier et de développer une antenne vectorielle compacte UHF multibande appliquée à la radiogoniométrie 3D sous contraintes de faible encombrement et de complexité minimale. Le nombre de capteurs devra être le plus faible possible. L'originalité de ce travail porte sur la couverture fréquentielle multibande d'antennes vectorielles de radiogoniométrie UHF, qui à ce jour, n'a pas encore été adressée. Elle intervient sur plusieurs aspects de l'étude :

- l'élaboration d'une méthodologie de conception et de caractérisation d'antennes vectorielles appliquées à la radiogoniométrie 3D ;
- la proposition d'une topologie d'antennes vectorielles performante adaptées aux applications multibandes ;
- le choix et le développement d'éléments rayonnants UHF multibandes.

La démarche mise en œuvre lors de ces travaux consiste à rechercher le meilleur compromis entre la taille (encombrement, complexité, répartition et nombre d'éléments rayonnants) et les performances (précision angulaire, couverture spatiale et fréquentielle) de l'antenne de radiogoniométrie.

Pour cela, nous confrontons, dans un premier temps, deux techniques de traitement de goniométrie adaptées aux antennes vectorielles. Afin de comparer de façon générique ces techniques, nous établissons des critères de performances adaptés à la radiogoniométrie 3D à partir d'antennes vectorielles. La comparaison de ces algorithmes appliqués à une antenne UHF monobande, nous amène à écarter une approche originale basée sur les harmoniques sphériques qui se révèle inappropriée aux environnements électromagnétiques variables (interaction de l'antenne avec son environnement). En revanche, cette comparaison nous permet de retenir une technique de goniométrie standard (MUSIC) que nous implémentons pour la suite de l'étude.

Dans un second temps, la maîtrise des paramètres influant sur les performances de l'antenne, nous permet de développer une méthodologie de conception visant à intégrer, dans un espace limité, des capteurs multibandes. Un compromis entre encombrement, nombres d'éléments et précision angulaire est alors identifié. Des capteurs électriques et magnétiques UHF bibandes sont étudiés, conçus et caractérisés afin d'être intégrés ensemble selon une méthodologie précise pour constituer une antenne vectorielle bibande originale. Les performances de cette antenne sont ensuite évaluées et analysées par simulation numérique puis validées expérimentalement.

Enfin, après avoir démontré la faisabilité d'une antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D bibande, compacte et performante, nous proposons une topologie d'antennes étendue à trois bandes de fréquences. Pour ce faire, de nouveaux capteurs monobandes électriques et magnétiques sont développés et intégrés aux éléments bibandes. Cette antenne est ensuite évaluée au travers de simulations numériques. Une analyse critique des résultats obtenus nous permet d'envisager des axes de recherche prometteurs pour améliorer les performances de l'antenne tribande proposée.

Plan de l'étude

Ce mémoire de thèse se décompose en cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux rappels des principes généraux relatifs à la radiogoniométrie en introduisant l'architecture générale d'un radiogoniomètre numérique, les techniques de traitement de radiogoniométrie les plus connues et les caractéristiques principales permettant d'évaluer les performances d'un tel dispositif. Enfin, un état de l'art des antennes de radiogoniométrie disponibles sur le marché industriel est ensuite réalisé, avant d'introduire plus en détail les motivations et l'objectif de ce travail de thèse.

Le second chapitre a pour objectif de présenter le principe de radiogoniométrie basé sur la mesure multicomposante du champ électromagnétique. Pour cela, deux techniques de traitement, adaptées à cette approche, sont introduites. La première est une approche innovante basée sur la représentation du champ rayonné en mode sphérique tandis que la seconde est l'algorithme bien connu, MUSIC. Pour chacune d'entre elles, l'influence des critères physiques des antennes vectorielles sur les performances d'estimation est analysée.

Le troisième chapitre concerne le choix de la technique de traitement de radiogoniométrie la plus adaptée à notre besoin, parmi les deux méthodes implémentées. Pour cela, une première antenne vectorielle monobande, à seulement trois capteurs colocalisés, est développée et caractérisée à partir de ces deux algorithmes. Les précisions d'estimation obtenues sont comparées afin de déterminer laquelle de ces deux méthodes d'estimation est la plus performante. Un prototype de cette antenne est fabriqué puis mesuré dans le but de valider expérimentalement performances simulées. Une seconde topologie d'antenne, composée cette fois-ci de capteurs spatialement répartis, est ensuite proposée pour améliorer les performances d'estimation obtenues à l'aide du traitement sélectionné. Cette étude permet, en parallèle, d'élaborer une méthodologie de conception d'antennes vectorielles appliquées à la radiogoniométrie 3D, qui sera utilisée pour la suite de l'étude.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude et au développement d'une antenne vectorielle multibande tout en optimisant les performances d'estimation. Dans un premier temps, seule une couverture bibande UHF est adressée. L'antenne que nous proposons est composée de six éléments spatialement répartis dans le plan azimutal afin de réduire l'encombrement et faciliter son intégration sur porteur. Elle utilise des capteurs ayant des structures rayonnantes communes

aux deux bandes de fréquences afin de réduire le nombre d'éléments. Les performances telles que la précision d'estimation et la sensibilité de ce système antenne sont évaluées à l'aide de simulations numériques avant d'être validées expérimentalement sur un prototype.

Le cinquième chapitre s'intéresse à l'extension de la couverture fréquentielle à partir de cette topologie d'antennes. Pour illustrer cela, une troisième bande est ajoutée. De nouveaux capteurs ont été développés et intégrés à l'antenne UHF bibande précédemment proposée. Les performances d'estimation sont évaluées via des simulations numériques dans les trois bandes de fréquences afin de vérifier la non dégradation de ces dernières suite à l'extension de la couverture fréquentielle.

Enfin, les différentes étapes clés, les principes développés et les résultats obtenus au cours de ces travaux sont rappelés dans une conclusion générale. Des axes d'amélioration ainsi que des futurs axes de recherche sont proposés.

Chapitre I

Contexte du travail de thèse

Dans cette première partie, le contexte du travail de thèse est présenté en introduisant les principes généraux relatifs à la radiogoniométrie. L'architecture d'un radiogoniomètre numérique ainsi que les techniques de traitement de goniométrie les plus connues sont présentées. Leurs principales caractéristiques sont décrites et un état de l'art des antennes de goniométrie disponibles sur le marché est réalisé. Enfin, les motivations et l'objectif du travail de thèse sont détaillés.

1 La radiogoniométrie

1.1 Définition et applications

La goniométrie est un processus d'estimation permettant d'estimer la direction d'arrivée d'une onde émise par une source rayonnante. L'onde peut être acoustique, électrique, sismique ou électromagnétique (EM). Elle est mesurée par un ensemble de capteurs permettant d'extraire les propriétés du champ incident, utiles à l'estimation de direction d'arrivée. Dans le cas d'une onde EM, on parle de radiogoniométrie. Un radiogoniomètre désigne le système complet permettant l'estimation.

La radiogoniométrie, apparue au début du XX^{ème} siècle avec l'utilisation d'antennes directives, est en constante évolution. En 1909, E. Bellini et A. Tosi ont breveté la première antenne de goniométrie électromécanique compacte, composée de deux boucles croisées [1] (cf. figure I.1). Les premières techniques de goniométrie automatique permettant de mesurer les angles d'arrivée instantanément, sont arrivées un peu plus tard, en 1926, avec la technique Watson-Watt [2]. D'abord basée sur l'utilisation de deux antennes cadres croisées, elle fût étendue à l'utilisation d'antennes de type Adcock [3].



FIGURE I.1 – Antenne Bellini-Tosi.

Durant la seconde guerre mondiale, la radiogoniométrie a rapidement évoluée avec le développement de radiogoniomètres, par le contre-espionnage allemand, permettant de localiser les postes radio clandestins utilisés par la Résistance dans les pays occupés. Elle fût aussi utilisée par l'armée américaine pour la localisation des sous-marins hostiles utilisant des communications en bande HF. C'est aussi durant cette période, que furent développés les premiers dispositifs de *homing* qui consiste à utiliser la mesure angulaire réalisée à partir de radiogoniomètres intégrés sur des avions, navires où personnes pour se diriger vers les sources d'émission.

Depuis, les progrès technologiques en électronique sur les récepteurs et les antennes, ont permis d'accroître les capacités des radiogoniomètres ainsi que celles des techniques de traitements avec l'arrivée de l'électronique numérique. Offrant toujours plus de fonctionnalités, ces systèmes sont de plus en plus répandus.

De nos jours, on retrouve la radiogoniométrie dans diverses applications aussi bien civiles que militaires, que l'on peut classer en deux catégories :

La première est la radionavigation qui est l'une des plus anciennes applications. Elle est utilisée principalement pour la navigation aérienne et navale. Elle utilise la radiogoniométrie afin de déterminer la position des appareils ou navires en localisant des sources d'émission de position connue (radiobalises ou radiophares). Aujourd'hui, on la retrouve en navigation aérienne avec les systèmes VOR (VHF Omnidirectional Range). Le "homing" est un cas particulier de ce type d'application.

La seconde est la radiolocalisation, où l'on retrouve les applications de :

- guerre électronique permettant de détecter et de localiser les émetteurs ennemis pour évaluer leur force et leur position. A des fins de brouillage EM, cette localisation peut être utilisée pour trier les cibles à brouiller ;
- surveillance du spectre permettant de vérifier l'occupation spectrale, pour détecter et localiser des émissions non autorisées dans des bandes de fréquences nécessitant certaines autorisations ou pour détecter, identifier et supprimer d'éventuelles sources d'interférences ;

- sauvetage (SAR : Search And Rescue) permettant de secourir des personnes en détresse. Pour cela, les équipes de sauvetage localisent des balises de détresse afin de déterminer la position des personnes à secourir. Les applications SAR doivent permettre la recherche dans différents milieux : en mer, en zone rurale ou urbaine, en montagne ou en zone de combat ;
- suivi de certaines espèces animales, dans un but scientifique, afin de mieux comprendre leurs déplacements pour mieux les protéger, contre le braconnage par exemple. Les émetteurs utilisés pour permettre leur localisation sont généralement des balises ARGOS ;
- radio-astronomie pour augmenter la résolution des observations astronomiques, en mettant en réseau plusieurs télescopes optiques ou radiotélescopes comme par exemple le VLTI (Very Large Telescope Interferometer) au Chili combinant quatre télescopes VLT ;
- course d'orientation, aussi appelée "chasse au renard", dans laquelle les concurrents doivent retrouver une balise, émettant sur une fréquence radioamateur, cachée volontairement.

Ces applications couvrent ainsi une large plage du spectre EM, de la bande HF avec la localisation des détecteurs de victime d'avalanche, à la bande EHF avec les applications radar et de radio-astronomie.

1.2 Architecture générale d'un radiogoniomètre numérique

De nos jours, la plupart des radiogoniomètres sont numériques, permettant d'appliquer des techniques de traitement d'antennes de plus en plus performantes. La figure I.2 illustre l'architecture générale d'un radiogoniomètre numérique.

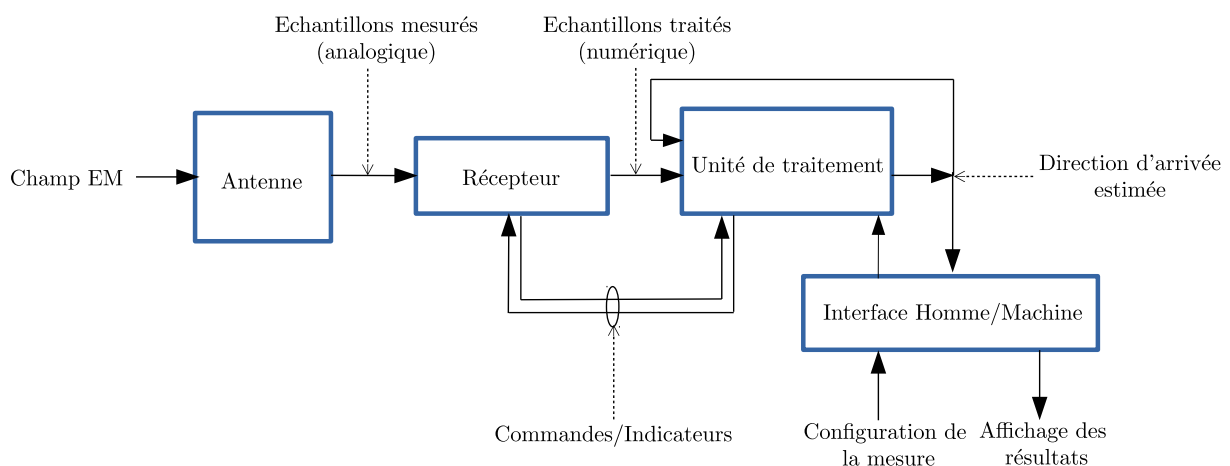


FIGURE I.2 – Architecture générale d'un radiogoniomètre numérique.

Ces dispositifs peuvent donc être décomposés en quatre sous-systèmes :

- une antenne ;
- un récepteur ;
- une unité de traitement ;
- une interface homme/machine.

1.2.a L'antenne

L'antenne de radiogoniométrie est le premier élément de la chaîne de réception d'un radiogoniomètre. Elle correspond généralement à un ensemble de capteurs permettant d'échantillonner le champ EM incident. En radiogoniométrie, ces capteurs sont des antennes de réception. La topologie du système antennaire (en particulier sa taille et son encombrement) est liée aux techniques de traitement utilisées ainsi qu'aux fréquences opérationnelles.

1.2.b Le récepteur

Le récepteur est composé d'un certain nombre de voies de réception correspondant au nombre de sorties d'antennes si aucune commutation ou multiplexage n'est réalisé en amont. Sur chacune de ces voies, un traitement analogique des échantillons mesurés est appliqué. On peut y retrouver un contrôle automatique du gain pour amplifier les faibles signaux ou atténuer les fortes puissances en entrée et un filtrage pour réduire le bruit dans la chaîne de réception et les éventuelles interférences hors des bandes d'intérêt. Les caractéristiques de mesure (fréquence, bande passante, amplification, ...) sont définies à l'aide de commandes envoyées par l'unité de traitement. Des indicateurs contenant l'état du récepteur peuvent être renvoyés vers l'unité de traitement. Ensuite, les observations sont numérisées par l'intermédiaire d'un convertisseur analogique/numérique (CAN) et envoyées vers l'unité de traitement.

1.2.c L'unité de traitement

L'unité de traitement utilise les signaux numériques transmis par le récepteur pour estimer la direction d'arrivée du champ EM incident à partir d'un traitement de goniométrie implémenté sur un FPGA (Field Programmable Gate Array) ou sur un DSP (Digital Signal Processing). Une boucle d'asservissement peut être utilisée pour permettre, suite à plusieurs mesures, de raffiner l'estimation de direction d'arrivée.

1.2.d L'interface homme/machine

Enfin l'interface homme/machine permet à l'opérateur d'analyser les résultats de l'estimation de direction d'arrivée ainsi que de contrôler les caractéristiques de mesure en envoyant diverses commandes à l'unité de traitement.

1.3 Techniques de traitement de goniométrie

Les techniques de traitements de goniométrie sont utilisées pour extraire l'information de direction d'arrivée à partir des observations traitées et numérisées en sortie du récepteur. L'ensemble de ses traitements est basé sur l'hypothèse que l'onde incidente est localement plane. Dans cette partie, nous allons présenter les principales techniques de traitement, à savoir :

- la goniométrie d'amplitude [4, 5] ;
- la goniométrie Watson-Watt [4] ;
- la goniométrie par interférométrie [4] ;
- la goniométrie à super-résolution et à haute-résolution [6].

1.3.a Goniométrie d'amplitude

La goniométrie d'amplitude [4, 5] utilise directement le diagramme de l'antenne pour repérer le maximum d'amplitude par calcul ou par formation de faisceaux, le minimum d'amplitude lors de l'utilisation d'antennes cadres ou encore en comparant l'amplitude entre deux antennes dont les diagrammes se recouvrent. La recherche du minimum d'amplitude à partir d'une antenne à cadre tournante est l'approche la plus ancienne. Un dipôle électrique est utilisé pour lever l'ambiguïté de 180° en formant un diagramme en cardioïde par sommation (cf. figure I.3).

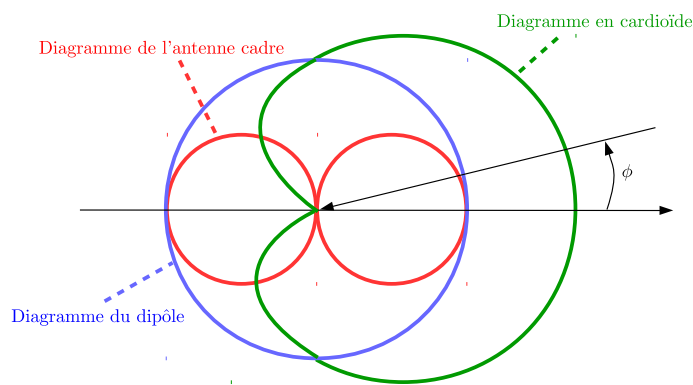


FIGURE I.3 – Diagramme en cardioïde d'une antenne à cadre avec un dipôle électrique.

La formation de faisceaux est une technique plus récente issue des traitements radar. Elle utilise un ensemble de capteurs spatialement répartis. Les sorties d'antennes sont pondérées en phase (cf figure I.4) puis sommées. Cette pondération est fonction du déphasage progressif d'une antenne à une autre, qui dépend de la direction d'arrivée et de la distance entre capteurs. Les pondérations permettent ainsi de remettre en phase les signaux et d'obtenir un diagramme avec un maximum dans la direction d'arrivée.

Avec cette technique, la précision d'estimation dépend de la largeur du lobe principal et du nombre d'échantillons mesurés. Plus le nombre de capteurs est élevé, plus le faisceau est étroit

et meilleure est la précision. On peut jouer aussi sur la distance entre capteurs cependant cela augmente l'amplitude des lobes secondaires risquant de provoquer des estimations ambiguës. Ainsi, pour assurer de bonnes performances, le système antennaire doit comporter suffisamment de capteurs ce qui augmente l'encombrement du dispositif. C'est pourquoi, on retrouve cette technique pour des applications radar, là où les fréquences sont plus élevées.

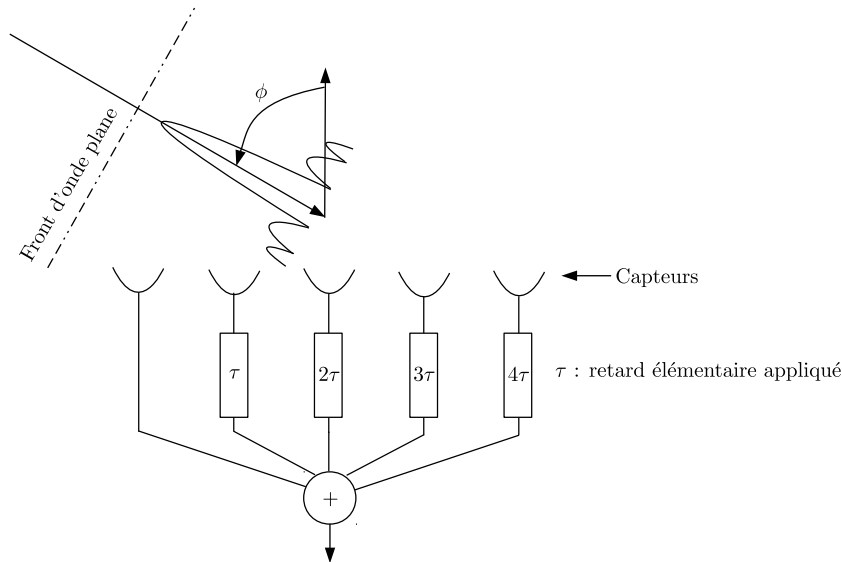


FIGURE I.4 – Principe de la formation de faisceaux.

1.3.b Goniométrie Watson-Watt

La goniométrie Watson-Watt [4] consiste à échantillonner l'onde EM incidente à partir de deux capteurs orthogonaux ayant respectivement un diagramme en $\cos(\phi)$ et un diagramme en $\sin(\phi)$, et générant ainsi deux signaux dont le rapport d'amplitude est proche de $\tan(\phi)$. Les premières antennes utilisant cette technique étaient composées de deux antennes cadres orthogonales. Depuis, d'autres antennes telles que l'antenne Adcock [3] ont été utilisées.

Une antenne Adcock est une antenne circulaire de diamètre d , composée de dipôles verticaux équidistants. Avec l'antenne Adcock à huit éléments (cf figure I.5), il est possible de recomposer les deux signaux orthogonaux en sortie d'antennes S_v et S_h associés respectivement au diagramme en $\cos(\phi)$ et au diagramme en $\sin(\phi)$:

$$\begin{aligned} S_v &= S \sin\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\phi) \cos(\gamma/2)\right) \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\phi) \sin(\gamma/2)\right) \\ S_h &= S \sin\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\phi) \cos(\gamma/2)\right) \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\phi) \sin(\gamma/2)\right) \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

avec S désignant l'amplitude du signal reçu, λ la longueur d'onde à la fréquence de réception, θ l'angle en site de l'onde incidente ($\theta = 90^\circ$ dans le plan de Oxy) et γ l'écart angulaire entre deux

dipôles constituant l'antenne Adcock à huit éléments. La direction d'arrivée ϕ peut ensuite être déterminée, pour $\theta = 90^\circ$, par la relation :

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{S_h}{S_v} \right) \quad (\text{I.2})$$

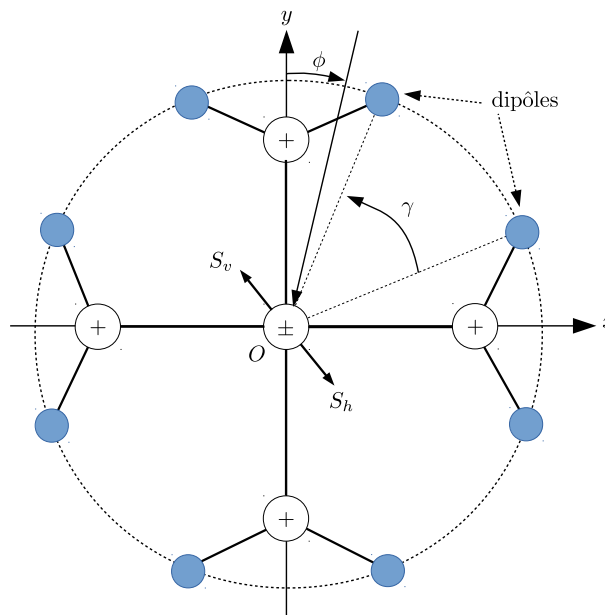


FIGURE I.5 – Antenne Adcock à huit éléments.

1.3.c Goniométrie par interférométrie

La goniométrie par interférométrie [4] est considérée comme une technique plus performante comparée à celles citées précédemment. A la différence des deux techniques précédentes, le traitement n'est pas entièrement analogique. Des calculs numériques, plus ou moins complexes, sont nécessaires suivant la topologie de l'antenne utilisée. Elle n'a donc pu être mise en œuvre qu'à partir de l'arrivée des microprocesseurs.

L'interférométrie est basée sur la mesure des différences de phase entre les signaux en sortie des capteurs illuminés par une onde EM plane. Prenons l'exemple d'une antenne composée de seulement deux capteurs espacés d'une distance d (cf. figure I.6).

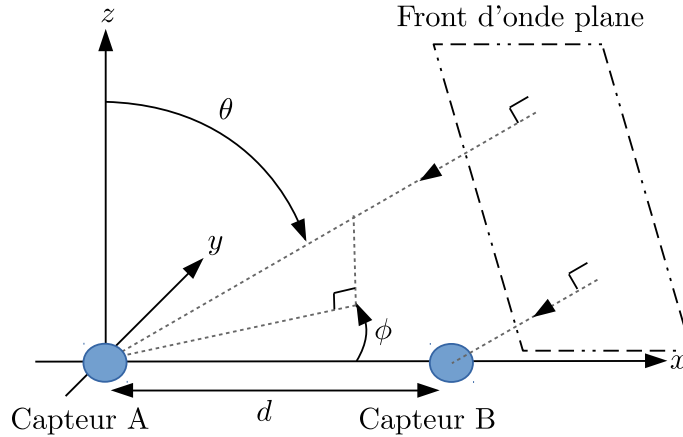


FIGURE I.6 – Principe de mesure par interférométrie.

La différence de phase $\delta\varphi$, modulo 2π , entre le capteur A et le capteur B est exprimée par la relation :

$$\delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\phi) \sin(\theta) + 2k\pi \quad (\text{I.3})$$

Dans le cas d'une antenne composée de M capteurs, on obtient un vecteur de déphasages $\Delta\varphi_{M,1} = [\delta\varphi(1), \dots, \delta\varphi(M)]^T$. Pour calculer l'angle en azimut ϕ et l'angle en site θ , on utilise la technique du minimum des modules qui consiste à comparer le vecteur de déphasages mesurés $\Delta\varphi_m$ avec ceux calculés $\Delta\varphi_c$ pour chaque direction d'arrivée. Connaissant la géométrie de l'antenne et la fréquence du signal incident, ce dernier peut être calculé analytiquement ou bien peut être extrait d'un processus d'étalonnage de l'antenne. Cet étalonnage, préalablement exécuté, permet de déterminer pour chaque direction d'arrivée le vecteur de déphasages correspondant. Ainsi, l'estimation revient à minimiser la fonction $Q(\phi, \theta)$ pour $\phi \in [0; 2\pi]$ et $\theta \in [0; \pi/2]$ définie par :

$$\begin{aligned} Q(\phi, \theta) &= [\Delta\varphi_m - \Delta\varphi_c]^2 \\ &= \sum_{i=1}^M [\delta\varphi_m(i) - \delta\varphi_c(i)]^2 \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

L'avantage de l'interférométrie est qu'elle peut s'appliquer à différentes géométries d'antennes. Cependant, une estimation non ambiguë de la direction d'arrivée nécessite un minimum de 3 capteurs avec une distance inter-éléments inférieure à $\lambda/2$.

1.3.d Goniométrie à super-résolution et à haute-résolution

Les traitements à super-résolution et à haute-résolution [6] regroupent toutes les techniques permettant d'obtenir une meilleure résolution angulaire que celles obtenues à l'aide des techniques classiques monosource telles que Watson-Watt ou l'interférométrie.

La technique à super-résolution la plus connue est la technique Capon [7], aussi appelée MVDR (Minimum Variance Distortionless Response), initialement développée à la fin des années 1960

pour analyser des données sismiques. Ce traitement est basé sur le calcul de la puissance du signal en sortie d'un filtre spatial adapté permettant, tout en conservant un gain unitaire dans la direction d'arrivée recherchée, de réduire la contribution des sources de bruit et interférences venant des autres directions. Le spectre de Capon en sortie du filtre adapté $P(\phi, \theta)$ s'écrit :

$$P(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{d}^*(\phi, \theta) \mathbf{R}_{XX}^{-1} \mathbf{d}(\phi, \theta)} \quad (\text{I.5})$$

avec $\mathbf{d}(\phi, \theta) \in \mathbb{C}^M$, correspondant à la réponse en amplitude et en phase en sortie des M capteurs et \mathbf{R}_{XX} la matrice de covariance des observations. Les travaux de Capon [7] ont démontré que cette technique permet d'atteindre une résolution quatre fois supérieure aux méthodes conventionnelles.

D'autres techniques, dites de haute-résolution ont été introduites au début des années 1980. Celles le plus souvent référencées dans la littérature sont la méthode MUSIC (Multiple Signal Classification) proposée par R.O. Schmidt [8] et E. Ferrara [9], et la méthode ESPRIT, proposée par Roy et al. [10] qui utilise deux sous-réseaux d'antennes identiques. Ces techniques permettent une estimation simultanée de plusieurs sources décorréélées avec des traitements basés sur la décomposition en sous-espace à partir de la matrice de covariance \mathbf{R}_{XX} .

1.4 Caractéristiques d'un radiogoniomètre

Le choix d'un radiogoniomètre est effectué selon le type d'application mais aussi des divers paramètres caractérisant ses performances d'estimation. Dans cette partie, ses principales caractéristiques sont présentées.

Pour faciliter la compréhension, le système de coordonnées utilisé dans ce travail de thèse pour caractériser la direction d'arrivée d'une onde EM incidente, est défini en figure I.7, avec $\mathbf{k}(\phi, \theta)$ correspondant au vecteur d'onde dans la direction ϕ en azimuth et θ en site.

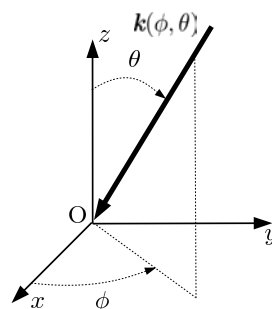


FIGURE I.7 – Système de coordonnées $Oxyz$ en présence du vecteur d'onde \mathbf{k} dans la direction (ϕ, θ) .

1.4.a La précision angulaire

La précision d'estimation est une des caractéristiques importantes d'un radiogoniomètre. Elle quantifie la précision instrumentale de la mesure angulaire. En effet, elle dépend des imperfections de conception, des effets de propagation (multitrajets, interférences,...) ou encore du bruit présent dans les voies de réception.

Elle est donnée sous la forme d'une erreur d'estimation quadratique moyenne (RMS pour Root Mean Square) :

$$\Delta_{\text{RMS}}(\phi) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |\phi - \hat{\phi}|^2} \quad (\text{I.6})$$

où ϕ représente l'angle d'arrivée réel, $\hat{\phi}$ l'angle d'arrivée estimé et L le nombre d'estimation.

Dans le cas d'une direction d'arrivée estimée dans l'ensemble de l'espace tridimensionnel (3D), l'erreur d'estimation est exprimée en termes de distance angulaire. Elle représente la distance minimale entre deux coordonnées sphériques comme illustré sur la figure I.8.

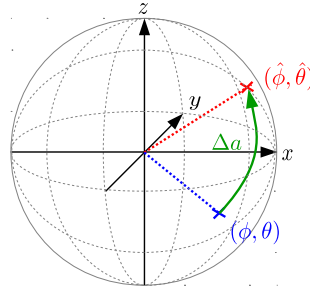


FIGURE I.8 – Représentation graphique de la distance angulaire Δa entre deux coordonnées sphériques (ϕ, θ) et $(\hat{\phi}, \hat{\theta})$.

D'après [11], la distance angulaire peut s'écrire :

$$\Delta a(\phi, \theta) = \cos^{-1}(\cos(\theta) \cos(\hat{\theta}) + \sin(\theta) \sin(\hat{\theta}) \cos(\phi - \hat{\phi})) \quad (\text{I.7})$$

avec (ϕ, θ) correspondant aux angles réels en azimuth et en site et $(\hat{\phi}, \hat{\theta})$ à ceux estimés. Ainsi, pour une estimation dans l'espace 3D, la précision angulaire RMS devient :

$$\Delta_{\text{RMS}}(\phi, \theta) = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |\Delta a(\phi, \theta)|^2} \quad (\text{I.8})$$

Il existe aussi des outils mathématiques tels que la borne de Cramer Rao (BCR) [12] permettant d'évaluer la valeur minimale théorique de la précision atteignable avec un estimateur non biaisé et sur une base d'observation suivant une distribution statistique connue. Elle fournit ainsi une borne inférieure telle que :

$$\Delta_{\text{RMS}}(\phi) = \text{var}\{\hat{\phi}\} \geq \text{BCR}(\phi, \phi) \quad \text{et} \quad \Delta_{\text{RMS}}(\theta) = \text{var}\{\hat{\theta}\} \geq \text{BCR}(\theta, \theta) \quad (\text{I.9})$$

La borne de Cramer Rao est calculée à partir de la matrice d'information de Fisher F_I :

$$\begin{bmatrix} \text{BCR}(\phi, \phi) & \text{BCR}(\phi, \theta) \\ \text{BCR}(\theta, \phi) & \text{BCR}(\theta, \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_I(\phi, \phi) & F_I(\phi, \theta) \\ F_I(\theta, \phi) & F_I(\theta, \theta) \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{I.10})$$

On notera par la suite que $\text{BCR}(\phi, \phi) = \text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta, \theta) = \text{BCR}(\theta)$.

Dans le cas général où l'on cherche à estimer les paramètres α à partir de N observations $X_N(\alpha) = [X_1(\alpha), X_2(\alpha), \dots, X_N(\alpha)]$ ayant une densité de probabilité $f(X/\alpha)$, F_I s'exprime :

$$F_I(\alpha_i, \alpha_j) = E \left[\left(\frac{\partial \ell(\alpha)}{\partial \alpha_i} \right) \left(\frac{\partial \ell(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right) \right] \quad (\text{I.11})$$

avec $\ell(\alpha)$ correspondant à la fonction du logarithme de vraisemblance :

$$\ell(\alpha) = \sum_{i=1}^N \ln f(X_i/\alpha) \quad (\text{I.12})$$

1.4.b La sensibilité

La sensibilité correspond à la densité de puissance minimale incidente $P_{\text{sensi}}(\text{dBW.m}^{-2})$ permettant d'estimer la direction d'arrivée (ϕ, θ) d'une onde EM pour une précision d'estimation donnée. Elle peut aussi être exprimée en fonction de l'amplitude du champ électrique correspondant (en V.m^{-1}). Connaissant la sensibilité et la puissance d'émission de la source, la portée théorique du radiogoniomètre, c'est-à-dire la distance maximale à laquelle une source peut être localisée précisément, peut être calculée. Pour cela, on utilise l'équation de Friis [13] issue du modèle de transmission en espace libre entre deux antennes, donné en figure I.9.

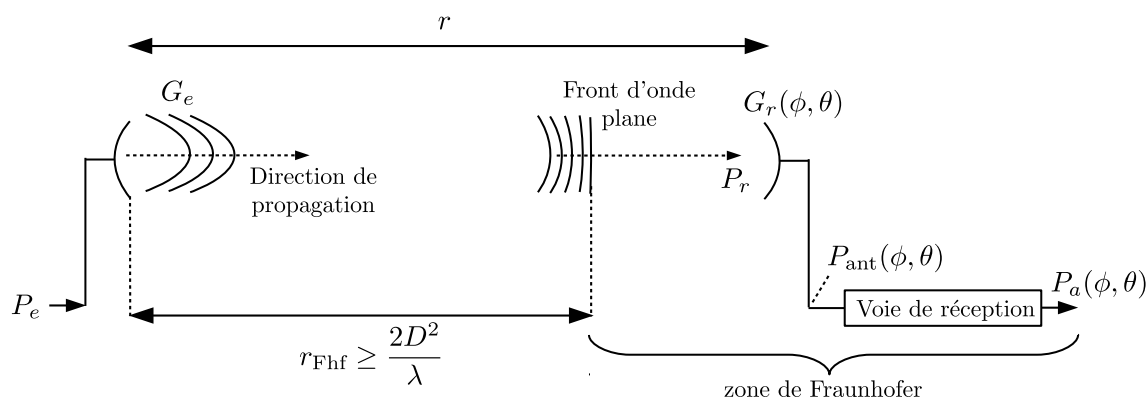


FIGURE I.9 – Modèle de transmission en espace libre entre deux antennes situées en champ lointain.

avec :

- P_e : la puissance d'émission ;

- G_e : le gain de l'antenne d'émission ;
- r : la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception ;
- P_r : la densité de puissance incidente sur l'antenne de réception ;
- $G_r(\phi, \theta)$: le gain de l'antenne de réception dans la direction (ϕ, θ) ;
- $P_{\text{ant}}(\phi, \theta)$: la puissance en sortie de l'antenne de réception ;
- $P_a(\phi, \theta)$: la puissance en sortie de la voie de réception.

Pour que ce modèle puisse être utilisé, l'antenne de réception doit être située dans la zone de Fraunhofer (zone champ lointain) dans laquelle on considère un front d'onde localement plane. Cette zone se situe à une distance appelée distance de Fraunhofer r_{Fhf} , qui dépend de la fréquence d'oscillation de l'onde EM rayonnée et de l'ouverture physique de l'antenne d'émission D :

$$r_{\text{Fhf}} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.13})$$

A partir de ce modèle, l'équation de Friis s'écrit :

$$P_{\text{ant}}(\phi, \theta) = \underbrace{\frac{P_e G_e}{4\pi r^2}}_{P_r} \frac{G_r(\phi, \theta) \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{I.14})$$

Ainsi, en limite de portée, c'est-à-dire à $r = r_{\text{max}}$, la densité de puissance incidente équivaut à :

$$P_{\text{sensi}} = \frac{P_e G_e}{4\pi r_{\text{max}}^2} \quad (\text{I.15})$$

Ainsi, à partir de (I.15), on en déduit r_{max} (en mètre) :

$$r_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_e G_e}{4\pi P_{\text{sensi}}}} \quad (\text{I.16})$$

La sensibilité est généralement associée à un rapport signal à bruit (RSB), exprimé en décibel (dB) et définissant le rapport entre la puissance du signal mesuré $P_a(\phi, \theta)$ et la puissance de bruit en sortie de voie P_n :

$$\text{RSB} = 10 \log \left(\frac{P_a(\phi, \theta)}{P_n} \right) \quad (\text{I.17})$$

La puissance de bruit P_n est considérée spatialement invariante. Elle correspond au niveau de bruit mesuré en sortie de chaque voie de réception et s'écrit :

$$P_n = k_B T_0 \text{FB} \Delta f \quad (\text{I.18})$$

avec :

- k_B : la constante de Boltzman ($k_B = 1.380648810^{-23} \text{JK}^{-1}$) ;
- T_0 : la température ambiante en degré Kelvin ($T_0 = 300\text{K}$) ;

- FB_{lin} : le facteur de bruit de la chaîne de réception ;
- Δf : la bande passante (en Hz) du canal de réception.

Exprimée en décibel, cela revient à :

$$\begin{aligned} P_{n(\text{dBm})} &= 10 \log(k_B T_0) + 30\text{dB} + 10 \log(\text{FB}) + 10 \log(\Delta f) \\ P_{n(\text{dBm})} &= -174\text{dBm.Hz}^{-1} + \text{FB}_{(\text{dB})} + 10 \log(\Delta f) \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

A partir de (I.19), la figure I.10 donne la représentation spectrale du RSB pour une puissance de signal mesurée en dBm $P_{\text{adBm}}(\phi, \theta)$.

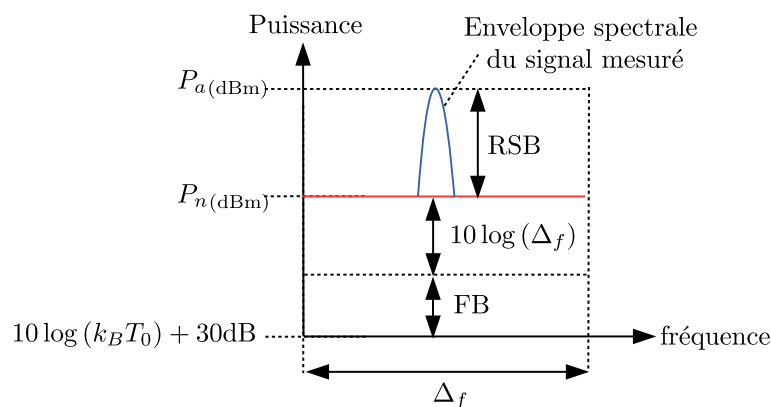


FIGURE I.10 – Représentation spectrale du RSB.

Pour simplifier les calculs, on considère, pour la suite des travaux, que les voies de réception sont identiques avec le même puissance de bruit en sortie.

1.4.c Risque d'ambiguïtés angulaires

Une ambiguïté angulaire se produit lorsque deux directions d'arrivée différentes, suffisamment espacées, engendrent deux vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi_1, \theta_1)$ et $\mathbf{d}(\phi_2, \theta_2)$ linéairement dépendants. On parle alors d'ambiguïté de type I [8, 14]. Une ambiguïté de type II se produit seulement en présence de plusieurs champs incidents [8, 15]. Dans ces travaux, nous traitons que les ambiguïtés de type I.

L'apparition d'ambiguïtés peut être causée par la topologie de l'antenne utilisée. En effet, la grande majorité des antennes de goniométrie utilisent des capteurs répartis à différentes positions dans l'espace pour échantillonner spatialement le champ EM incident. Si leur position relative ne respecte pas le théorème de Nyquist sur l'échantillonnage spatial, permettant d'éviter un sous-échantillonnage du champ, l'estimation de direction devient ambiguë. Cependant, même en respectant cette condition d'échantillonnage, des ambiguïtés peuvent être provoquées par une modification des vecteurs de direction suite à des perturbations de rayonnement liées à l'environnement de l'antenne ou à des interactions entre capteurs.

Pour évaluer le risque d'apparition de ces ambiguïtés, une analyse prenant en compte tous ces paramètres doit être réalisée. Elle consiste à vérifier, pour chaque direction d'arrivée définie par ϕ_1 et θ_1 , que le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi_1, \theta_1)$ est indépendant à tous les autres vecteurs de direction possibles dans l'espace couvert par l'antenne. Pour cela, on utilise l'angle entre chacun des vecteurs comme critère d'évaluation [16] :

$$\alpha(\phi_1, \theta_1, \phi, \theta) = \cos^{-1} \left(\frac{|\mathbf{d}^*(\phi_1, \theta_1) \cdot \mathbf{d}(\phi, \theta)|}{\|\mathbf{d}(\phi_1, \theta_1)\| \cdot \|\mathbf{d}(\phi, \theta)\|} \right) \quad (\text{I.20})$$

$\alpha \in [0; \pi/2]$ représente l'angle (modulo $\pi/2$) entre deux vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi_1, \theta_1)$ et $\mathbf{d}(\phi, \theta)$. Plus l'angle $\alpha(\phi_1, \theta_1, \phi, \theta)$ est faible, plus le risque d'ambiguïtés pour la direction d'arrivée ϕ_1 et θ_1 est élevé. Une ambiguïté totale correspond à $\alpha = 0^\circ$. Pour les antennes ayant des distances entre capteurs relativement restreintes, nous considérons arbitrairement que les ambiguïtés apparaissent pour des directions espacées d'au moins 15° de la direction d'arrivée réelle.

1.4.d Robustesse face aux multitrajets

La propagation des ondes EM entre la source d'émission et le radiogoniomètre, dans un environnement opérationnel, peut être altérée par des phénomènes de réflexion, de réfraction ou de diffraction en présence d'obstacles (collines, montages, bâtiments,...). Ces phénomènes créent ainsi des signaux à trajets multiples, statistiquement corrélés, qui viennent se rajouter à la mesure du signal direct, générant des distorsions d'amplitude et de phase. Ils dégradent ainsi les performances d'estimation du radiogoniomètre. Des techniques de traitement ont donc été proposées afin de renforcer la précision d'estimation dans des environnements à trajets multiples, telles que la technique du lissage spatial proposée par Evans et al. [17], adaptée ensuite par Shan et al. aux traitements par formation de faisceaux [18] et aux techniques de décomposition en sous-espace [19].

1.4.e Couverture angulaire

La couverture angulaire est directement liée au choix du système antenne et plus particulièrement au diagramme de rayonnement de chaque capteur. Elle définit la zone angulaire dans laquelle un radiogoniomètre est capable d'estimer la direction d'arrivée d'une onde incidente tout en assurant une bonne précision. On introduit la notion de :

- radiogoniométrie 2D pour désigner l'estimation d'un seul des deux paramètres directionnels, ϕ ou θ ;
- radiogoniométrie $2D^{\frac{1}{2}}$ pour désigner l'estimation des deux paramètres directionnels, ϕ et θ , dans une zone limitée de l'espace ;
- radiogoniométrie 3D pour désigner l'estimation des deux paramètres directionnels, ϕ et θ , dans l'ensemble de l'espace tridimensionnel.

1.4.f Couverture fréquentielle

La bande de fréquences d'un radiogoniomètre définit la partie du spectre EM dans laquelle on cherche à localiser des sources d'émission. Ainsi, pour étendre la capacité de détection et de localisation des radiogoniomètres, on fait appel à des capteurs multibandes voire large bande. En effet, les capteurs classiques, telles que les antennes résonnantes, restreignent l'estimation à une petite partie du spectre EM en raison de leur faible bande passante.

Les capteurs multibandes sont des antennes ayant les mêmes caractéristiques électriques et radiatives dans deux ou plusieurs bandes de fréquences séparées. Les largeurs de bande sont ainsi définies selon la stabilité des diagrammes de rayonnement et l'adaptation d'impédance en entrée de l'antenne qui doit minimiser le coefficient de réflexion.

Un capteur large bande est, par définition [13], une antenne ayant un rayonnement indépendant de la fréquence sur au moins une octave.

Les capteurs multibandes sont beaucoup plus sélectifs que les capteurs large bande, ne laissant passer que les bandes d'intérêt. Ils jouent un rôle de filtrage et permettent donc de limiter l'impact des interférences hors bande sur les performances d'estimation d'un radiogoniomètre. De plus, pouvant être composés de plusieurs structures rayonnantes, il est plus aisé d'adapter, si nécessaire, les caractéristiques de rayonnement par bande de fréquences. Le tableau I.1 liste les avantages et inconvénients de ces deux types de capteurs.

	Avantages	Inconvénients
Capteurs multibandes	<ul style="list-style-type: none"> - Sélectivité : filtrage des interférences hors des bandes d'intérêt ; - Adaptabilité : possibilité de modifier les caractéristiques radiatives d'une bande à une autre. 	<ul style="list-style-type: none"> - Nombre de bandes de fréquences limitées ; - Caractéristiques plus sensibles aux imprécisions de fabrication.
Capteurs large bande	<ul style="list-style-type: none"> - Couverture d'une large bande de fréquences, augmentant la diversité des applications ; - Caractéristiques moins sensibles aux imprécisions de fabrication. 	<ul style="list-style-type: none"> - Adaptation d'impédance difficile à maîtriser ; - Pas de sélectivité : nécessité de filtrer les bandes d'intérêt ; - Non adaptative.

TABLE I.1 – Avantages et inconvénients des capteurs multibandes et des capteurs large-bande

Pour couvrir une large bande du spectre EM ou deux bandes fortement séparées, on divise généralement l'antenne en plusieurs sous-systèmes antennaires couvrant chacun une partie du spectre. Le choix de la (des) bande(s) de fréquence modifie ainsi l'encombrement de l'antenne de goniométrie.

En plus de tous ces paramètres, les caractéristiques physiques de l'antenne peuvent être déterminantes dans le choix d'un radiogoniomètre. Deux critères sont généralement pris en compte :

l'encombrement pour des raisons tactiques ou opérationnelles (intégration sur porteur) et le nombre de capteurs dimensionnant le récepteur (nombre de voies de réception). Ces paramètres physiques impactent directement les performances d'estimation, précédemment citées. Par conséquent, un compromis entre la compacité du système antennaire et la précision d'estimation est généralement appliqué. Cependant, un autre critère, non négligeable, qui influence aussi bien les performances que les caractéristiques physiques de l'antenne doit être pris en compte. Il s'agit du choix de la technique de traitement de goniométrie appliquée.

1.5 État de l'art des antennes de radiogoniométrie

Pour finaliser la présentation des principes généraux relatifs à la radiogoniométrie, un état de l'art des antennes disponibles sur le marché industriel est réalisé. Le but de ce recensement est d'identifier la diversité des offres en fonction de la couverture fréquentielle, du nombre de capteurs, de la couverture angulaire et de l'encombrement (dimensions, poids).

Les antennes de radiogoniométrie peuvent être classées en deux catégories : les antennes stationnaires, c'est-à-dire les antennes permettant d'estimer la direction d'arrivée d'ondes EM depuis une position fixe dans l'espace et les antennes mobiles. Les figures I.11 et I.12 illustrent respectivement un échantillon des nombreuses antennes de radiogoniométrie stationnaires et mobiles que l'on retrouve sur le marché industriel.

Les antennes stationnaires sont des dispositifs qui peuvent être directement déployés au sol, comme par exemple avec une mise en réseau de plusieurs capteurs DF-A0049 (cf. antenne (d), figure I.11), ou installés sur des mâts, comme pour l'antenne ADD050SR ou DF-A0031 (cf. antennes (a) et (b), figure I.11), afin de s'affranchir au maximum de la réflexion des ondes sur le sol. Elles permettent généralement de couvrir de larges bandes de fréquences pouvant être supérieures à deux décades. Lorsque ces bandes sont trop importantes, les systèmes antennaires sont divisés en sous-systèmes couvrant chacun une partie de la bande. En ce qui concerne la couverture angulaire, la majeure partie de ces antennes permet seulement une couverture 2D (estimation de l'angle en azimut seulement). On peut retrouver ces antennes stationnaires à proximité des aéroports pour la surveillance des bandes de fréquences aéronautiques où des côtes pour la surveillance maritime.

Les antennes mobiles sont quant à elles intégrées directement sur des porteurs tels que le toit d'une voiture, le fuselage d'un avion ou d'un hélicoptère en vue d'applications de homing. Comme pour les antennes stationnaires, les antennes mobiles disponibles sur le marché industriel ne permettent d'effectuer que de la radiogoniométrie 2D, voire $2D^{\frac{1}{2}}$, et les larges bandes de fréquences opérationnelles sont divisées en sous-bandes. De plus, des antennes actives sont généralement utilisées afin de réduire la taille des capteurs et d'améliorer la compacité pour faciliter leur intégration sur porteur. La perte d'efficacité de l'antenne, engendrée par cette miniaturisation, peut être compensée par une amplification des signaux mesurés. L'inconvénient de cette approche est que la puissance maximale pouvant être mesurée est limitée par la compression des amplificateurs utilisés.


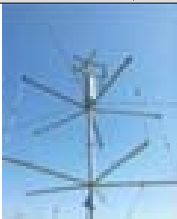




Antennes de radiogoniométrie stationnaires			
Fabricant / Référence	Bande de fréquence / Nombre de capteurs	Couverture angulaire	Dimensions / Poids
(a) R&S / ADD050SR			
	Bande: 20MHz-450MHz Nombre de capteurs: 9	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 3m Hauteur : 0.8m Poids : 70kg
(b) POYNTING / DF-A0031			
	Bande A: 20MHz-300MHz Nombre de capteurs: 5 Bande B: 300MHz-1000MHz Nombre de capteurs: 5 Bande C: 1000MHz-3600MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 2.53m Hauteur : 3.82m Poids : 20kg
(c) POYNTING / DF-A0038			
	Bande A: 20MHz-300MHz Nombre de capteurs: 5 Bande B: 300MHz-1000MHz Nombre de capteurs: 5 Bande C: 1000MHz-3600MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 2.7m Hauteur : 3.4m Poids : 55kg
(d) POYNTING / DF-A0049			
	Bande: 1MHz-30MHz Nombre de capteurs: 3	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 1.9m Hauteur : 2.25m Poids : < 8.3kg
(e) CASSINI / --			
	Bande: 60MHz-220MHz Nombre de capteurs: 7	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 2.5m Hauteur : 1.3m Poids : --
(f) THALES / ANT186B			
	Bande: 1MHz-30MHz Nombre de capteurs: 2	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : -- Hauteur : -- Poids : --

FIGURE I.11 – Échantillons d’antennes de radiogoniométrie stationnaires : (a) [20], (b) [21], (c) [22], (d) [23], (e) [24] et (f) [25].

Antennes de radiogoniométrie mobiles			
Constructeur / Référence	Bande de fréquence / Nombre de capteurs	Couverture angulaire	Dimensions / Poids
(a) R&S / ADD253			
	Bande A: 20MHz-1300MHz Nombre de capteurs: 9 Bande B: 1300MHz-3000MHz Nombre de capteurs: 8	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 1.1m Hauteur :0.45 Poids : 36kg
(b) R&S / ADD070M			
	Bande: 1300MHz-3000MHz Nombre de capteurs: 8	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 0.455m Hauteur : 0.364m Poids : 11kg
(c) R&S / ADD170			
	Bande: 800MHz-2000MHz Nombre de capteurs: 8	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 0.455m Hauteur : 0.393m Poids : 11kg
(d) CUBIC / MA1316			
	Bande: 0.5MHz-280MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Largeur : 0.305m Longueur : 0.305m Hauteur : 0.305m Poids : 3.1kg
(e) THALES / ANT-184			
	Bande A: 20MHz-700MHz Nombre de capteurs: 5 Bande B: 700MHz-3000MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 1.1m Hauteur : 0.38m Poids : 13kg
(f) CRFS / RFeye Array 50			
	Bande: 500MHz-6000MHz Nombre de capteurs: 6	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 0.65m Hauteur : 0.275m Poids : 10kg
(g) TCI / Model 643			
	Polarisation verticale Bande: 20MHz-3000MHz Polarisation horizontale Bande: 40MHz-2400MHz Nombre de capteurs: 9	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 1.3m Hauteur : 0.7m Poids : 41.7kg
(h) RCF / ANT-430			
	Bande: 30MHz-407MHz Nombre de capteurs: 9	Azimut : [0°;360°] Elévation : N/A	Diamètre : 0.290m Hauteur : 0.105 Poids : 3.47kg

FIGURE I.12 – Échantillons d’antennes de radiogoniométrie mobiles : (a) [26], (b) [27], (c) [28], (d) [29], (e) [30], (f) [31], (g) [32] et (h) [33].

Afin d'analyser et de comparer l'encombrement de ces différentes antennes, nous les avons triées en fonction de leur diamètre exprimé en longueur d'onde maximale, c'est-à-dire la longueur d'onde à la fréquence opérationnelle minimale (cf. figure I.13).

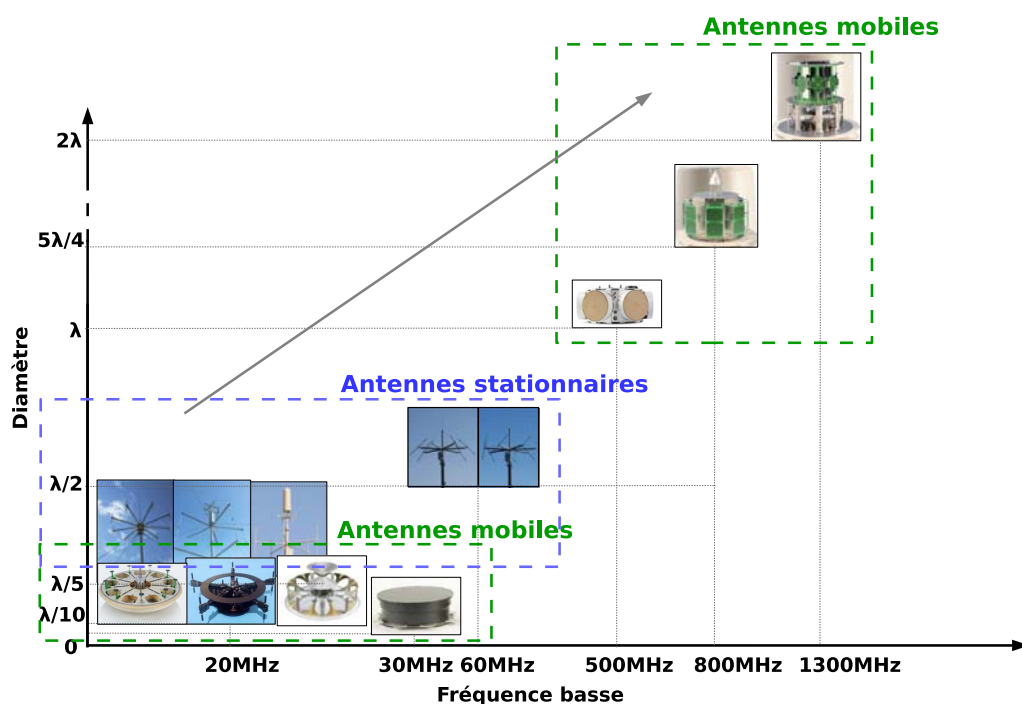


FIGURE I.13 – Encombrement des antennes de radiogoniométrie recensées.

Il ressort de cette comparaison que les antennes mobiles sont plus compactes que les antennes stationnaires pour des fréquences basses identiques avec respectivement des diamètres minimum de $\lambda/10$ et $\lambda/5$. En effet, afin de permettre l'intégration de ces dispositifs sur des porteurs mobiles, il est nécessaire d'assurer un faible encombrement. Cependant, lorsque les fréquences opérationnelles sont plus élevées, la contrainte de compacité peut être relâchée en raison de la faible taille des antennes, comme pour les antennes ADD253, ADD070M et ADD170 possédant un diamètre allant de λ à 2λ (cf. figure I.13).

2 Motivations et objectif du travail de thèse

De nos jours, comme l'a montré l'état de l'art présenté précédemment, la plupart des antennes de radiogoniométrie permettent une estimation de la direction d'arrivée pour une couverture de 360° en azimut (radiogoniométrie 2D). Très peu de systèmes antennaires proposent une estimation dans l'ensemble de l'espace 3D.

2.1 Couverture angulaire des radiogoniomètres et antennes associées

Lorsqu'il s'agit d'une estimation sol-sol, c'est-à-dire d'une source émettant depuis le sol vers un radiogoniomètre situé au sol, on peut se satisfaire, en négligeant le relief du terrain, de cette couverture en azimut à site unique ($\theta = 90^\circ$). En revanche pour des estimations sol-air ou air-sol, lorsque le radiogoniomètre est proche de la source d'émission (cf. figure I.14a et figure I.14b), l'angle en site θ doit être pris en compte afin de permettre une estimation précise.

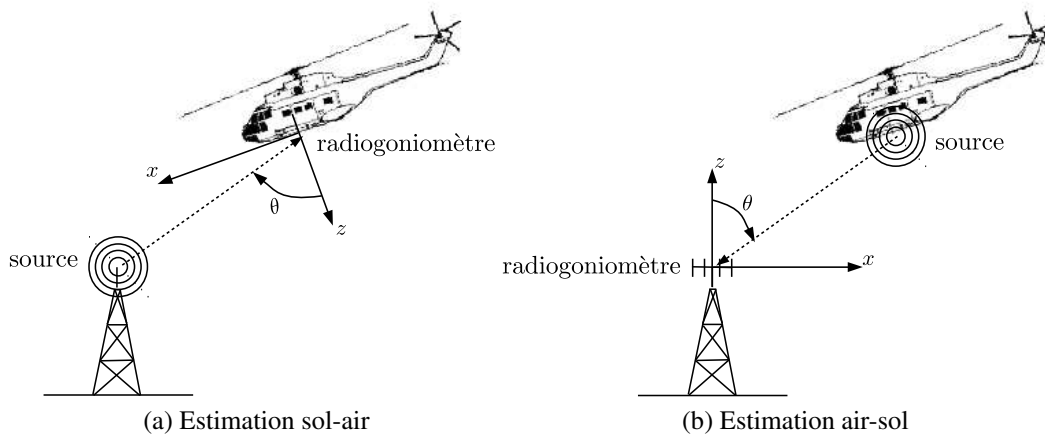


FIGURE I.14 – Illustration d'une estimation (a) sol-air et (b) air-sol.

En utilisant les antennes de goniométrie 2D actuellement disponibles (cf. figure I.11 et figure I.12), un cône de silence apparaît en raison des diagrammes de rayonnement des capteurs qui sont optimisés pour des applications de radiogoniométrie 2D, c'est-à-dire omnidirectionnel en azimut et nul aux angles en site faibles. Dans le cas d'une estimation sol-air, depuis un radiogoniomètre monté sur hélicoptère, ce cône correspond à une zone angulaire située sous l'appareil, dans laquelle le système ne peut estimer la direction d'arrivée d'une onde EM incidente (cf. figure I.15).

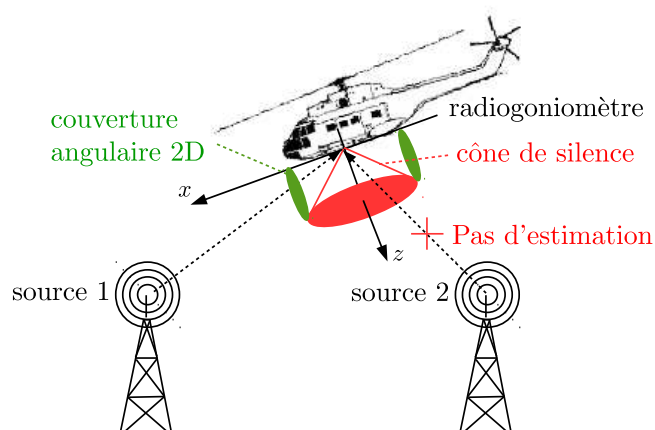


FIGURE I.15 – Cône de silence aux angles en site faibles avec une antenne de radiogoniométrie 2D.

De récentes études ont proposé des systèmes antennaires utilisant chacun que cinq capteurs directifs positionnés sur une surface planaire. La première antenne, citée dans [34] et issue du projet RNRT LUTECE (Localisation d'Urgence de Téléphone Cellulaire) [35], est constituée d'antennes patch bibandes. La seconde fût proposée dans le cadre du projet européen (STREP) STARRS (Sensor for Terrestrial and Airborne Radio-transmitter Rescue Search) [36]. Elle est composée d'antennes patch tribandes [37]. Ces deux projets ont pour objectif de localiser les téléphones cellulaires, depuis un hélicoptère (estimation sol-air), de personnes en détresse afin de leur apporter assistance plus rapidement. Ainsi, pour assurer une localisation rapide et donc précise, les antennes sont conçues pour estimer la direction d'arrivée d'ondes émises dans les bandes GSM (Global System for Mobile communications) aussi bien en azimut qu'en site. La figure I.16 donne les caractéristiques de ces antennes.

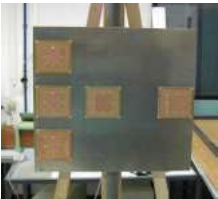

Projet de recherche	Bande de fréquence / Nombre de capteurs	Couverture angulaire	Dimensions
Projet STARRS			
	Bande A: 890MHz-915MHz Bande B: 1710MHz-1785MHz Bande C: 1920MHz-1980MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [-60°; 60°] Elévation : [-60°; 60°]	Largeur : 0.5m Longueur : 0.5m
Projet LUTECE			
	Bande A: 890MHz-915MHz Bande B: 1710MHz-1785MHz Nombre de capteurs: 5	Azimut : [-60°; 60°] Elévation : [-60°; 60°]	Largeur : 0.8m Longueur : 0.8m

FIGURE I.16 – Antennes de radiogoniométrie STARRS et LUTECE.

Ces antennes étant positionnées sous l'hélicoptère, les capteurs directs pointent vers $\theta = 0^\circ$. Elles permettent donc d'estimer les directions d'arrivée pour de faibles angles en site. Néanmoins, l'estimation dans cette zone angulaire est réalisée au détriment des angles en site élevés. En effet, l'ouverture des antennes patch de $\pm 60^\circ$ restreint l'estimation à cette zone empêchant la bonne estimation pour des ondes incident à site proche de $\theta = 90^\circ$ (cf. figure I.17).

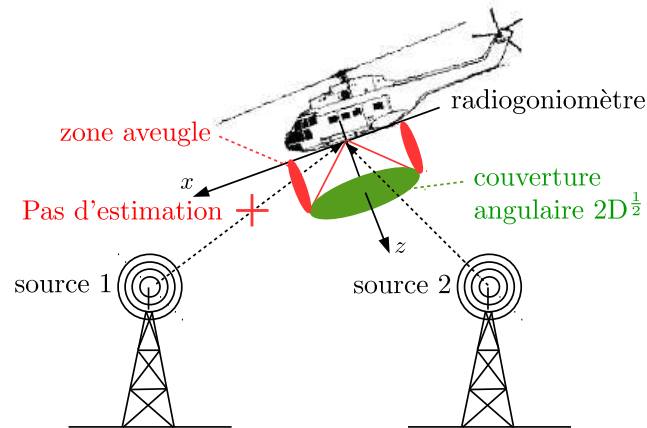


FIGURE I.17 – Estimation dégradée aux angles en site élevés avec une antenne de radiogoniométrie $2D^{\frac{1}{2}}$.

Pour s'affranchir de ces zones aveugles, l'antenne de goniométrie doit couvrir l'ensemble de l'espace 3D (ou demi-espace 3D en présence d'un porteur) (cf figure I.18).

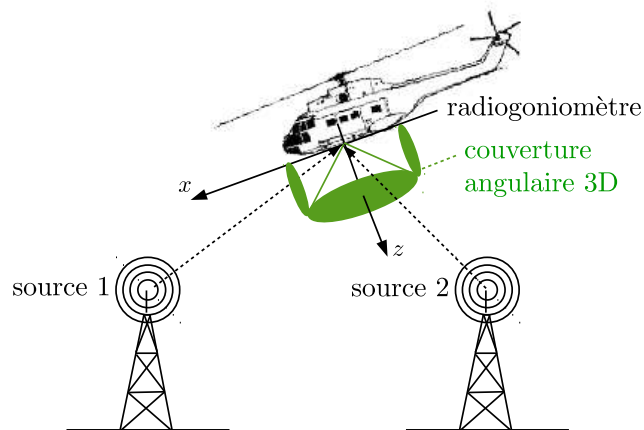


FIGURE I.18 – Suppression des zones aveugles avec une antenne de radiogoniométrie 3D.

Dans les années 1960, une équipe de recherche de l'Université du Michigan a proposé une première antenne de goniométrie 3D couvrant la bande UHF [600MHz-3000MHz] en utilisant des capteurs directs répartis sur une surface hémisphérique [38, 39] (cf. figure I.19).


Projet de recherche	Bande de fréquence / Nombre de capteurs	Couverture angulaire	Dimensions
Projet de Radiation Lab			
	Bande: 600MHz-3000MHz Nombre de capteurs: 17	Azimut : $[0^\circ; 360^\circ]$ Elévation : $[0^\circ; 90^\circ]$	Largeur : - - Longueur : - -

FIGURE I.19 – Antennes de radiogoniométrie à surface hémisphérique.

Deux types de capteurs ont été étudiés : des antennes spirales et des antennes log-coniques. L'analyse des performances a montré une bonne précision d'estimation de $\pm 5^\circ$. Elle permet donc de couvrir l'ensemble du demi-espace 3D (cf figure I.18). Cependant, 17 capteurs sont utilisés pour permettre une couverture du demi-espace 3D, ce qui rend le système antenne encombrant et complexe à utiliser.

2.2 Couverture de l'espace 3D à partir d'antennes vectorielles

Au début des années 1990, une autre approche basée sur l'utilisation d'antennes polarisées encore appelées antennes vectorielles, a permis de développer des systèmes antennaires plus compacts couvrant l'ensemble de l'espace 3D, comme l'antenne SuperCart (cf. figure I.20) brevetée en 1994 [40].

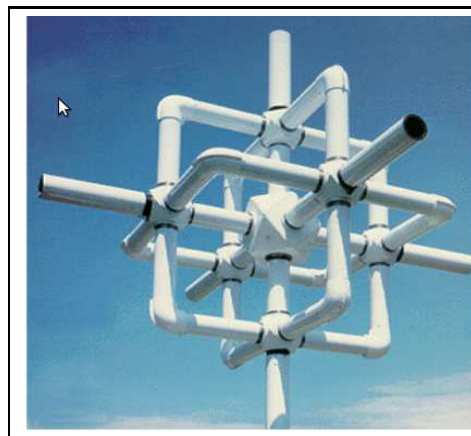


FIGURE I.20 – Antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D SuperCart.

Suite à ces travaux, d'autres conceptions d'antennes basées sur ce principe et appliquées à la radiogoniométrie 3D ont été brevetées [41, 42]. Le brevet [42] déposé en 2013 par la filiale ELTA de la société IAI (Israel Aerospace Industries), a permis de mettre sur le marché, une antenne vectorielle permettant de couvrir l'ensemble de l'espace 3D [43] (cf. figure I.21).


Constructeur / Référence	Bande de fréquence / Nombre de capteurs	Couverture angulaire	Dimensions / Poids
IAI / ELK-7065			
	Bande: 2MHz-30MHz Nombre de capteurs: 6	Azimut : [0°; 360°] Elévation : [0°; 90°]	Largeur : 0.3m Longueur : 0.5m Poids : 3kg

FIGURE I.21 – Antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D ELK-7065.

Cette antenne est composée de six capteurs mesurant les trois composantes du champ électrique et les trois composantes du champ magnétique. Chaque capteur électrique est imbriqué dans un capteur magnétique réalisé par une antenne à fente comme illustré sur la topologie de l'antenne indiquée en figure I.22.

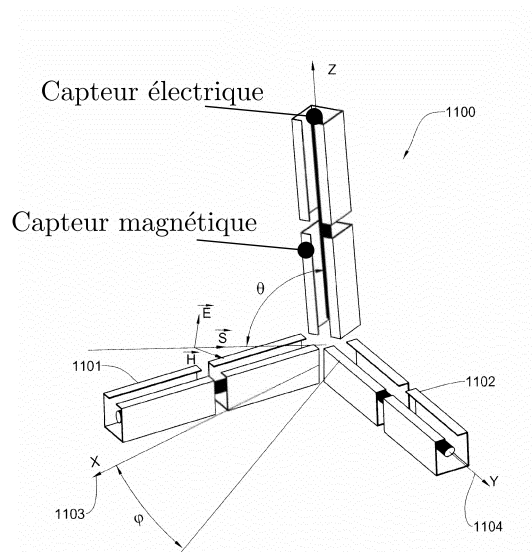


FIGURE I.22 – Topologie de l'antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D ELK-7065.

Cependant, parmi toutes ces antennes proposées, seules les fréquences inférieures à 30MHz sont adressées. Si l'on regarde les applications présentes dans cette partie du spectre (cf. Tableau I.2), on constate que ces antennes ne couvrent qu'une petite partie des applications existantes.

Bande de fréquences	Services / Applications
1MHz - 30MHz	Détecteur de victimes d'avalanche (émission des balises) - Système RFID - Radiodiffusion grandes ondes, ondes moyennes et courtes
30MHz - 88MHz	Télédiffusion analogique et numérique - Radioamateurs - Réseaux professionnels - Radiolocalisation aéronautique
88MHz - 108MHz	Radiodiffusion (bande FM)
108MHz - 136MHz	Trafic aéronautiques
136MHz - 400MHz	Télédiffusion analogique et numérique - Radiomessagerie ERMES - Trafic maritime - Trafic amateurs - Réseaux professionnels - PMR (Personal Mobile Radio)
400MHz - 470MHz	Balise ARGOS - Balise COSPAS-SARTSAT - Trafic amateur - Réseaux cellulaire TETRA et TETRAPOL - Système de commande RFID automobile - Réseaux professionnels - PMR
470MHz - 860MHz	Télédiffusion analogique et numérique
860MHz - 890MHz	Émission à faible portée : alarme, télécommande, domotique, RFID
890MHz - 960MHz	Téléphonie mobile GSM 900
960MHz - 1710MHz	Radiodiffusion numérique - Réseaux privés
1710MHz - 1880MHz	Téléphonie mobile GSM 1800
1880MHz - 1900MHz	Téléphonie sans fil DECT
1920MHz - 2170MHz	Téléphonie mobile UMTS
2400MHz - 2500MHz	Bluetooth - Réseaux Wi-Fi
>3000MHz	Radars - WiMAX - Stations terriennes

TABLE I.2 – Applications principales dans les bandes HF, VHF et UHF

La majeure partie des applications, dans lesquelles la radiogoniométrie peut avoir un intérêt, se trouve dans les bandes VHF et UHF. On y trouve :

- la surveillance des bandes aéronautique ;
- la surveillance des bandes maritime ;
- la localisation de personnes en détresse à l'aide de leur téléphone mobile ou PMR ;
- la localisation de balises COSPAS-SARSAT, 121.5MHz, 243MHz ou de balises ARGOS.

Lo Monte et al [44, 45] ont donc proposé deux antennes vectorielles UHF fonctionnant à 3GHz et composée de six capteurs mesurant l'ensemble des composantes du champ EM incident. Les capteurs ont une répartition linéaire pour la première antenne et circulaire pour la seconde. Les performances d'estimation ne sont pas présentées, néanmoins en [45], les auteurs constatent

qu'un étalonnage des diagrammes de l'antenne est nécessaire pour obtenir une bonne précision d'estimation. Des variantes n'utilisant que trois composantes du champ EM (une électrique et deux magnétiques) ont été proposées par Slater et al. [46] pour estimer la direction d'arrivée d'ondes EM émises dans la bande UHF à 420MHz, évaluée seulement dans le cadre de la radiogoniométrie 2D, et par [47] dans la bande VHF [90MHz-150MHz].

2.3 Objectif du travail de thèse

On constate que la plupart des antennes de radiogoniométrie 3D permettent d'estimer seulement la direction d'arrivée d'ondes émises à des fréquences inférieures à 30MHz. Quelques antennes couvrant la bande VHF et UHF ont été proposées mais elles sont restreintes à des applications bande étroite. Or, en raison de la forte occupation spectrale, de nombreux services utilisent deux ou plusieurs bandes de fréquences distinctes, comme la télédiffusion ou la téléphonie mobile. Ainsi pour localiser ces sources d'émission, il est nécessaire de couvrir plusieurs bandes de fréquences.

L'objectif de ce travail de thèse est donc d'étudier et de développer une antenne vectorielle UHF multibande compacte appliquée à la radiogoniométrie 3D. La décision de partir sur une antenne multibande, plutôt qu'une antenne large bande, a été prise en raison de la sélectivité spectrale de ce type d'antennes qui permet de filtrer les éventuelles interférences hors des bandes d'intérêt. Les bandes de fréquences à couvrir sont les bandes GSM, [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz], ainsi que les fréquences COSPAS-SARSAT et une partie des fréquences ARGOS incluses dans la bande [400MHz-430MHz]. Ces fréquences ont été choisies pour permettre la localisation de téléphones GSM (cf. projets LUTECE [35] et STARRS [36]) et de balises de détresse en vue d'application SAR. Cependant, le principe pourra être étendu à d'autres fréquences et par conséquent à d'autres applications.

Chapitre II

Antennes vectorielles et techniques de traitement de goniométrie adaptées

L'objectif de ce chapitre est de décrire le principe de goniométrie à partir d'antennes vectorielles. Dans une première partie, le fonctionnement d'une antenne vectorielle est présenté en introduisant son architecture de base composée de six éléments rayonnants colocalisés, trois dipôles électriques et trois dipôles magnétiques. Les principales caractéristiques sont ensuite détaillées et les techniques de développement d'antennes multibandes sont présentées.

Dans une seconde partie, en repartant du modèle d'observation général, un modèle spécifique aux antennes vectorielles composées de six éléments est introduit en utilisant les propriétés des dipôles élémentaires. Deux techniques de traitement de goniométrie adaptées à ces antennes sont ensuite présentées. La première est une approche récemment proposée, basée sur la décomposition en harmoniques sphériques du rayonnement de chaque élément de l'antenne et permettant de recomposer le champ EM incident à partir des observations mesurées. La seconde est la méthode dite de haute-résolution, MUSIC, basée sur la décomposition en sous espaces. Pour chacune de ces techniques, on précise l'impact des critères physiques de l'antenne sur les performances d'estimation.

Enfin, les antennes vectorielles à composantes limitées sont abordées. Une topologie d'antennes, composée de seulement trois éléments positionnés sur un support métallique, est proposée. Elle est constituée d'un capteur électrique et de deux capteurs magnétiques, et permet de couvrir l'ensemble du demi-espace 3D tout en conservant une taille compacte. L'adaptation des deux techniques de traitement à cette nouvelle architecture d'antennes est présentée ainsi que l'impact de la limitation du nombre de composantes mesurées sur les performances d'estimation.

1 Les antennes vectorielles

Toute onde EM qui se propage dans un milieu isotrope, homogène et sans perte, suit un axe privilégié que l'on nomme vecteur d'onde, noté $\mathbf{k}(\phi, \theta)$. A très grande distance de la source d'émission, ces champs peuvent être décomposés en deux vecteurs : un champ vectoriel électrique, noté \mathbf{E} , et un champ vectoriel magnétique, noté \mathbf{H} , orthogonaux entre eux et orthogonaux à la direction de propagation. Le mode de propagation est le mode transverse EM (mode TEM). Pour caractériser les propriétés d'une onde incidente polarisée, il est nécessaire de mesurer l'ensemble des composantes du champ EM. On fait donc appel à des antennes dites vectorielles.

1.1 Principe général

Une antenne vectorielle est un dispositif multiéléments permettant d'émettre (pour une antenne en émission) ou de capter (pour une antenne en réception) plusieurs composantes d'un champ EM. Dans sa géométrie de base, elle est composée de six éléments colocalisés : trois dipôles électriques orthogonaux rayonnant/mesurant les trois composantes du champ \mathbf{E} et trois dipôles magnétiques orthogonaux rayonnant/mesurant les trois composantes du champ \mathbf{H} . En pratique, les composantes magnétiques peuvent être rayonnées/captées par des boucles de courant électrique de faibles dimensions ($< \lambda/10$) [13]. La figure II.1 illustre la composition de cette topologie d'antennes.

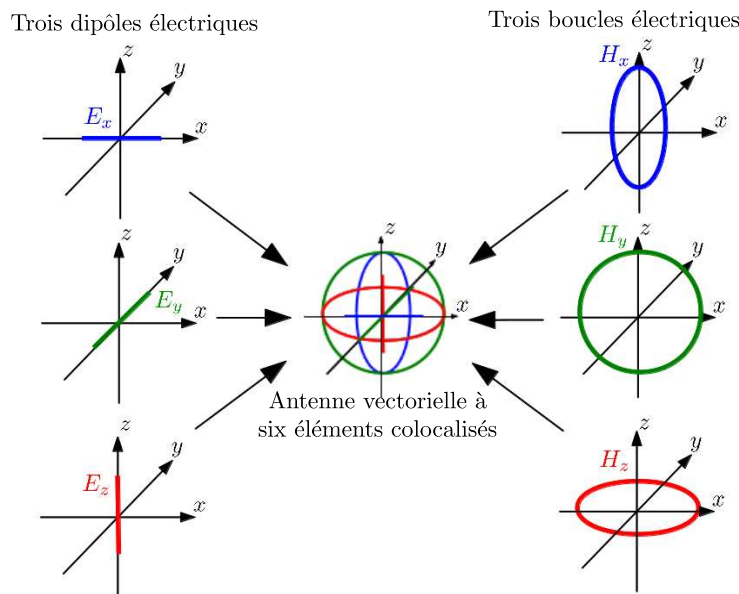


FIGURE II.1 – Topologie d'antennes vectorielles à six éléments colocalisés : $\{E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z\}$.

Les dipôles sont désignés suivant la composante du champ EM mesurée. L'antenne vectorielle à six éléments colocalisés est donc composée de trois dipôles électriques nommés E_x , E_y et E_z et de trois dipôles magnétiques nommés H_x , H_y et H_z .

1.2 Caractéristiques d'une antenne vectorielle

Une antenne vectorielle étant une antenne multiéléments, ses caractéristiques dépendent de celles de chacun de ses éléments rayonnants, à savoir leur :

- largeur de bande ;
- diagramme de rayonnement ;
- directivité et leur gain (pour une antenne en émission) ;
- surface effective (pour une antenne en réception) ;
- polarisation.

1.2.a Largeur de bande

La largeur de bande définit la bande du spectre EM dans laquelle on considère que le fonctionnement de l'antenne est optimal. Dans notre étude, elle dépend de deux critères : l'adaptation d'impédance en entrée de l'antenne et la stabilité des diagrammes de rayonnement.

Une bonne adaptation permet de maximiser l'efficacité d'une antenne en minimisant les pertes par désadaptation. Elle est caractérisée à l'aide du module du coefficient de réflexion que l'on exprime à partir du paramètre S_{11} :

$$S_{11} = 20 \log \left(\left| \frac{Z_a - Z_c}{Z_a + Z_c} \right| \right) \quad (\text{II.1})$$

avec Z_c l'impédance caractéristique de la ligne de transmission connectée au port de l'antenne, et Z_a l'impédance d'antennes vue à son entrée. On considère généralement que la largeur de bande est définie pour un $S_{11} < -10\text{dB}$.

La stabilité de rayonnement permet quant à elle de vérifier que le mode de rayonnement est identique dans la bande passante et que la bonne adaptation d'impédance n'est pas dû à la résonance d'un mode supérieur.

1.2.b Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne caractérise la distribution spatiale du champ EM rayonné dans l'ensemble de l'espace 3D. Cette caractérisation est réalisée à une distance constante de la source d'émission, notée r et considérée en champ lointain ($r \gg \lambda$). Dans cette

zone, aussi appelée zone de Fraunhofer, l'onde EM sphérique est considérée comme localement plane, c'est-à-dire que le front d'onde est équi-phase et équi-amplitude. Le diagramme de rayonnement varie donc seulement en fonction des coordonnées angulaires ϕ et θ correspondant respectivement aux angles en azimut et en site (cf. figure I.7).

Pour représenter la distribution spatiale d'un champ EM rayonné par une antenne, on peut utiliser l'amplitude du champ électrique E exprimée en $V.m^{-1}$ où encore la fonction caractéristique de rayonnement normalisée, notée F , qui est l'amplitude normalisée du champ E :

$$F = \frac{\|E(\phi, \theta)\|}{\|E\|_{\max}} \quad (\text{II.2})$$

Cependant, on préfère généralement utiliser l'intensité de rayonnement car cette grandeur physique permet d'introduire les notions de directivité et de gain d'antennes que nous présenterons par la suite. L'intensité de rayonnement représente la densité de puissance rayonnée par angle solide :

$$U(\phi, \theta) = \frac{1}{2} \underbrace{\text{Re} \{E \wedge H^*\}}_{p_v} . r^2 \quad (\text{II.3})$$

où p_v indique la moyenne temporelle du vecteur de *Poynting*, \wedge l'opérateur produit vectoriel et $*$ l'opérateur transposé conjugué.

Des représentations bidimensionnelles des diagrammes de rayonnement peuvent être utilisées pour afficher la distribution du champ dans des plans d'intérêt orthogonaux, notés plan E et plan H . Ces appellations font référence à l'orientation des champs E et H dans ces plans de coupe.

Le diagramme de rayonnement est une caractéristique importante pour une antenne vectorielle appliquée à la radiogoniométrie car il permet de définir la couverture angulaire dans laquelle l'estimation de direction d'arrivée peut être réalisée. Elle possède autant de diagrammes de rayonnement que d'éléments rayonnants. De plus, cette caractérisation permet d'analyser l'impact du positionnement des éléments les uns par rapport aux autres en observant les éventuelles perturbations de rayonnement engendrées.

1.2.c Directivité et Gain

Une antenne ayant une distribution spatiale du champ rayonné uniforme est appelée antenne isotrope. Ce type d'antennes est purement théorique et n'existe pas en pratique. En effet, selon la fréquence et la géométrie de l'élément rayonnant, elle concentre plus ou moins la puissance rayonnée selon des directions privilégiées. Réciproquement, pour une antenne en réception, cela revient à capter plus ou moins de puissance dans certaines directions.

Pour évaluer la répartition de puissance rayonnée par une antenne, on utilise la directivité, notée $D(\phi, \theta)$. Elle correspond au rapport entre l'intensité de rayonnement $U(\phi, \theta)$ et l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope U_{iso} rayonnant la même densité de puissance totale P_t :

$$D(\phi, \theta) = \frac{U(\phi, \theta)}{U_{\text{iso}}} \quad (\text{II.4})$$

L'intensité de rayonnement U_{iso} correspond à la puissance rayonnée totale P_t , intégrée sur la sphère d'observation de rayon r :

$$D(\phi, \theta) = 4\pi \frac{U(\phi, \theta)}{P_t} \quad (\text{II.5})$$

La directivité est généralement exprimée en dBi, la lettre i faisant référence à l'antenne isotrope. La notion de directivité étant associée à un rapport de puissance donné par :

$$D_{\text{dBi}}(\phi, \theta) = 10 \log[D(\phi, \theta)] \quad (\text{II.6})$$

Le gain peut aussi être utilisé pour évaluer la répartition de la densité de puissance rayonnée dans l'espace 3D. Cependant, contrairement à la directivité, il inclut les pertes de rayonnement (pertes par effet Joule et diélectriques) à l'intérieur de l'antenne. Ainsi le gain correspond au rapport entre l'intensité de rayonnement $U(\phi, \theta)$ dans chaque direction de l'espace 3D et l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope U_{iso} pour une même puissance fournie P_f :

$$G(\phi, \theta) = 4\pi \frac{U(\phi, \theta)}{P_f} \quad (\text{II.7})$$

Comme pour la directivité, le gain est communément exprimé en dBi. Le gain maximal est une grandeur généralement fournie. Elle correspond au gain dans une direction de l'espace particulière (ϕ_0, θ_0) , pour laquelle l'intensité de rayonnement de l'antenne est maximale.

A partir de (II.5) et (II.7), l'efficacité e d'une antenne est quantifiée par le rapport :

$$e = \frac{G(\phi, \theta)}{D(\phi, \theta)} = \frac{P_t}{P_f} \quad (\text{II.8})$$

1.2.d Surface effective

La surface effective, notée $A_{\text{eff}}(\phi, \theta)$, permet de relier la puissance $P_{\text{ant}}(\phi, \theta)$ disponible à la sortie de l'antenne, à la densité de puissance incidente P_r , avec :

$$P_{\text{ant}}(\phi, \theta) = A_{\text{eff}}(\phi, \theta)P_r \quad (\text{II.9})$$

Il est démontré qu'à partir du théorème de réciprocité, la surface effective peut être exprimée en fonction du gain de l'antenne [48] :

$$A_{\text{eff}}(\phi, \theta) = \frac{G(\phi, \theta)\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{II.10})$$

1.2.e Polarisation

Les ondes EM génèrent des champs dits vectoriels ou polarisés. La polarisation décrit l'évolution temporelle de l'orientation et de l'amplitude du champ électrique \mathbf{E} dans le milieu de propagation pour une antenne en émission (regardant dans la direction de propagation, dos à l'antenne vers $r \rightarrow \infty$). Elle dépend de la géométrie de l'antenne d'émission, des signaux appliqués à son entrée et du canal de propagation. En champ lointain, l'évaluation de la polarisation de \mathbf{E} permet de caractériser l'ensemble du champ EM en raison de l'orthogonalité entre \mathbf{E} et \mathbf{H} .

Pour évaluer la polarisation d'une onde EM, il faut se placer dans le plan de polarisation Ouv , orthogonal à la direction de propagation (cf figure II.2).

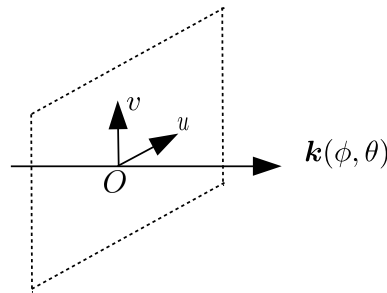


FIGURE II.2 – Plan de polarisation Ouv .

A partir de ce repère bidimensionnel, le champ \mathbf{E} est défini par deux composantes u et v variant temporellement :

$$\mathbf{E}(t) = E_0 \cos(\gamma) \cos(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}) \times \hat{u} + E_0 \sin(\gamma) \cos(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r} + \eta) \times \hat{v} \quad (\text{II.11})$$

où E_0 correspond à la norme du champ \mathbf{E} , $\gamma \in [0; \pi/2]$ est l'angle auxiliaire de polarisation, $\eta \in [-\pi; \pi]$ représente la différence de phase entre les composantes u et v de \mathbf{E} et enfin, $\omega = 2\pi f$ correspond à la pulsation de l'onde.

Dans le cas général, la polarisation est elliptique. Néanmoins, on observe deux cas particuliers :

- la polarisation linéaire (verticale et horizontale) ;
- la polarisation circulaire (gauche et droite).

Les éléments rayonnants d'une antenne vectorielle sont linéairement polarisés dans le but de ne rayonner/capter qu'une seule composante du champ EM. Ainsi, on obtient deux polarisations que l'on définit dans un repère où z est orienté selon l'axe vertical (cf. figure I.7) :

- la polarisation linéaire verticale dans le plan Ouv avec $E_u = 0$ et $E_v \neq 0$, équivalent à une polarisation transverse magnétique selon l'axe z (TM_z) ;
- la polarisation linéaire horizontale dans le plan Ouv avec $E_u \neq 0$ et $E_v = 0$, équivalent à une polarisation transverse électrique selon l'axe z (TE_z).

Cependant, en pratique il est difficile de faire rayonner ou de capter un champ EM exactement dans la polarisation souhaitée. Une partie de la puissance, plus ou moins importante selon les

antennes utilisées, se retrouve sur des composantes associées à la polarisation orthogonale. Par conséquent, on peut décomposer le champ suivant deux polarisations orthogonales :

- la polarisation principale, aussi appelée co-polarisation qui correspond à la polarisation souhaitée ;
- la polarisation croisée, aussi appelée cross-polarisation qui correspond à la polarisation orthogonale.

Pour évaluer la pureté de polarisation, on peut utiliser le paramètre de discrimination de polarisation croisée XPD :

$$\text{XPD} = 20 \log \left(\frac{\|E_{\text{co}}\|}{\|E_{\text{cross}}\|} \right) \quad (\text{II.12})$$

avec E_{co} le champ électrique rayonné/incident en co-polarisation et E_{cross} le champ électrique rayonné/incident en polarisation croisée.

1.3 Les antennes multibandes

Pour émettre/capter un champ EM à partir d'une antenne vectorielle à plusieurs fréquences, l'une des solutions est d'utiliser des éléments multibandes. La couverture fréquentielle d'une antenne polarisée est définie par l'adaptation d'impédance et les caractéristiques radiatives de chacun de ces éléments. Par conséquent, les techniques classiques de conception d'antennes multibandes peuvent être appliquées sur chacun d'entre eux.

On classe les antennes multibandes en deux catégories [49] :

- les antennes ayant une structure rayonnante commune pour l'ensemble des bandes et donc qu'un seul port ;
- les antennes ayant une enveloppe commune de plusieurs structures rayonnantes et donc un port par bande de fréquences couverte.

Plusieurs techniques de conception permettent de faire résonner une antenne à plusieurs fréquences comme par exemple l'utilisation de fentes [50, 51, 52], ou encore plus récemment l'utilisation d'algorithmes génétiques [53, 54, 55] permettant d'adapter la géométrie de l'antenne avec des critères d'optimisation tels que le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne [55]. Cependant, les antennes développées à partir de ces techniques correspondent la majeure partie du temps à des antennes multimodales et ne prennent donc pas en considération la stabilité du diagramme de rayonnement dans les bandes d'intérêt. La raison est que le type d'applications visées n'impose pas de contrainte particulière sur les caractéristiques radiatives ce qui n'est pas le cas des applications de radiogoniométrie.

En effet, comme présentée dans le chapitre précédent, la diversité d'amplitude et/ou de phase entre capteurs est utilisée pour estimer de direction d'arrivée des ondes EM incidentes. La stabilité et donc la maîtrise des diagrammes rayonnement de chaque élément sur l'ensemble des bandes de fréquences permet de garantir de bonnes performances d'estimation. Ainsi, l'utilisation de capteurs monomodes sur l'ensemble des bandes d'intérêt sont privilégiés pour la conception d'antennes de radiogoniométrie.

Nous introduisons donc deux approches de conception d'antennes multibandes monomodes sur l'ensemble des bandes adressées, à savoir :

- la combinaison de plusieurs éléments rayonnants ;
- l'utilisation de trappes.

1.3.a Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

L'approche la plus naturelle pour concevoir une antenne multibande est de combiner des éléments résonnants monobandes couvrant chacun une partie ou l'ensemble d'une des bandes d'intérêt [56, 57, 58, 59]. La figure II.3 représente la combinaison de deux antennes patch formant une antenne bibande.

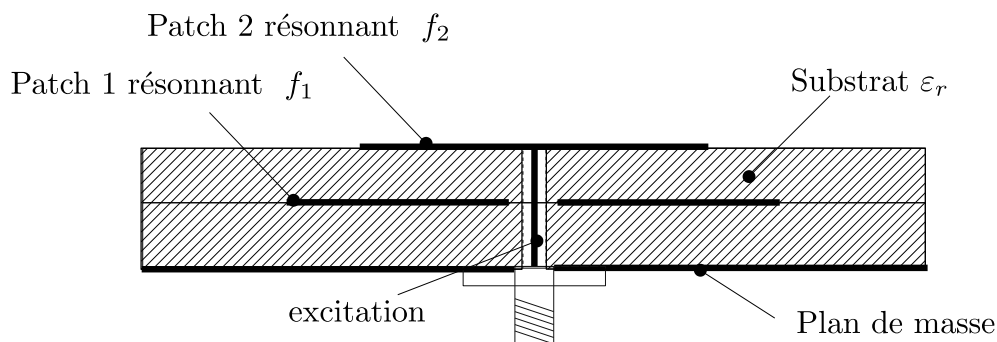


FIGURE II.3 – Antenne patch bibande.

Les deux antennes patch ont chacune leur propre fréquence de résonance, f_1 et f_2 avec $f_1 < f_2$. L'excitation est réalisée par seul un port connecté au patch 1. L'alimentation du second patch est quant à elle réalisée par couplage à travers le substrat.

Les antennes multibandes basées sur la combinaison de plusieurs éléments peuvent être excitées individuellement, impliquant un nombre de ports proportionnel au nombre de bandes couvertes, ou par couplage en excitant qu'un seul des éléments comme pour l'antenne patch bibande présentée.

Les avantages de cette approche sont la stabilité du rayonnement en raison de l'utilisation d'éléments résonnants séparés et l'adaptabilité en ayant la possibilité d'ajouter ou de supprimer des éléments rayonnants pour dimensionner la couverture fréquentielle. En revanche, la proximité des structures rayonnantes augmente le risque des perturbations de rayonnement et du couplage inter-éléments.

1.3.b Utilisation de trappes

Ce principe est l'un des plus anciens. Breveté par M. Morgan en 1941 [60], il a depuis été largement appliqué aux antennes multibandes [61, 62, 63, 64]. La figure II.4 illustre un dipôle demi-onde bibande utilisant cette approche.

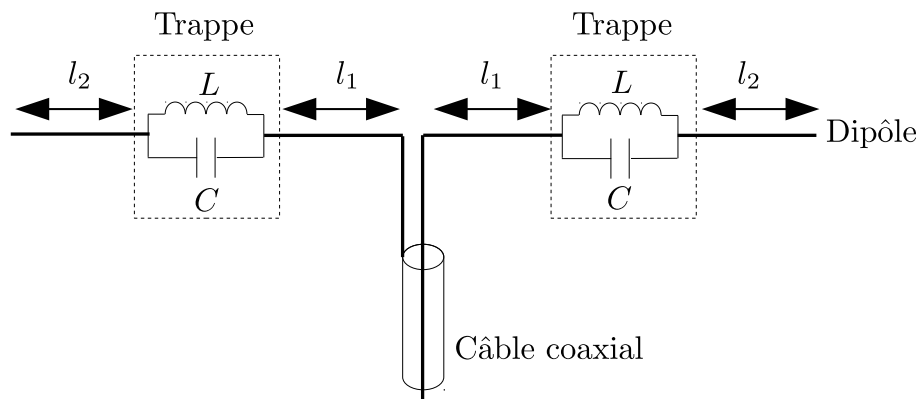


FIGURE II.4 – Dipôle bibande à base de trappes.

Deux trappes, correspondant à des cellules LC parallèles sont utilisées. Elle joue un rôle de filtre coupe bande permettant de filtrer les courants au voisinage de leur fréquence de résonance f_0 définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.13})$$

avec respectivement, L et C , les valeurs de la self et de la capacité constituant les trappes.

Aux fréquences hors de la bande des filtres LC , l'ensemble du dipôle $2(l_1 + l_2)$ est traversé par un courant, produisant ainsi la résonance du mode fondamental à $f_1 \approx c/[4(l_1 + l_2)]$, où c correspond à la célérité de la lumière dans le vide. La seconde résonance se produit à $f_2 = f_0 = c/(4l_2)$, lorsque les trappes empêchent les courants de circuler sur les extrémités du dipôle de longueur l_1 , laissant ainsi seulement rayonner la structure de longueur $2l_2$, contenue entre les deux trappes.

L'avantage de cette approche est l'utilisation d'une structure résonnante commune à l'ensemble des bandes couvertes empêchant ainsi les éventuelles perturbations de rayonnement et le couplage inter-éléments. De plus, le rapport entre la fréquence f_1 et la fréquence f_2 peut être facilement ajusté en modifiant la position des trappes. Cependant, l'utilisation de cellules LC augmente les pertes en haute fréquence et dégrade ainsi l'efficacité de l'antenne.

2 Modélisation des observations à partir d'antennes vectorielles

Après avoir introduit le modèle d'observation général, la réponse d'une antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM est présentée. Pour cela, les capteurs électriques et magnétiques la constituant sont considérés comme des dipôles élémentaires non couplés.

2.1 Modèle d'observation général

L'expression du modèle d'observation, en présence de K ondes incidentes, représentant les échantillons mesurés à l'instant n , notés \mathbf{X}_n , est la suivante :

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{D}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \cdot \mathbf{S}_n + \mathbf{W}_n \quad (\text{II.14})$$

avec :

- $\mathbf{D}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \in \mathbb{C}^{M,K}$, la matrice des K vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \in \mathbb{C}^M$, où $\mathbf{d}(\phi_k, \theta_k, \gamma_k, \eta_k)$ représente la réponse en sortie des M capteurs de la $k^{\text{ème}}$ onde incidente :

$$\mathbf{D} = [\mathbf{d}(\phi_1, \theta_1, \gamma_1, \eta_1), \mathbf{d}(\phi_2, \theta_2, \gamma_2, \eta_2), \dots, \mathbf{d}(\phi_K, \theta_K, \gamma_K, \eta_K)] \quad (\text{II.15})$$

Ces vecteurs tiennent compte de la direction d'arrivée des K ondes incidentes, chacune définie par l'angle en azimut ϕ et l'angle en site θ ainsi que de leur polarisation, relative au repère de l'antenne de radiogoniométrie, définie par l'angle γ et le déphasage η ;

- $\mathbf{S}_n \in \mathbb{C}^K$, les enveloppes complexes des K signaux incidents à l'instant n , s'écrivant $S_{n,k} = |s_{n,k}|e^{j\psi_{n,k}}$ où $|s_{n,k}|$ et $\psi_{n,k}$ correspondent respectivement au module et à la phase du signal $S_{n,k}$.
- $\mathbf{W}_n \in \mathbb{C}^M$, un vecteur de bruit complexe suivant une loi gaussienne centrée et de variance $I\sigma^2$, représentant le bruit propre au récepteur.

Ainsi sur N observations, on obtient la matrice d'observation \mathbf{X} , avec $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M,N}$ tel que :

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N] \quad (\text{II.16})$$

2.2 Le dipôle élémentaire

Un dipôle élémentaire, appelé dipôle de *Hertz*, est un conducteur rectiligne de longueur l , très petite ($l \ll \lambda$), traversé par un courant uniforme noté I_0 . Cet élément est purement théorique et est généralement utilisé pour simplifier le calcul du rayonnement d'antennes réalistes. En effet, toute antenne peut être décomposée en une multitude de dipôles élémentaires pondérés et déphasés différemment selon leur position relative par rapport aux autres. La figure II.5 illustre le dipôle élémentaire dans un système de coordonnées cartésiennes $Oxyz$.

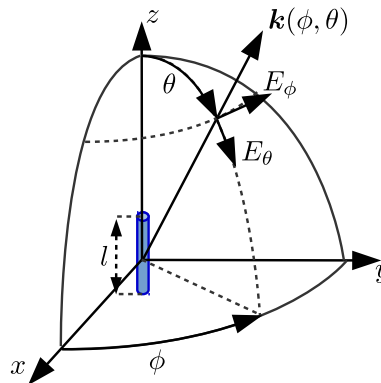


FIGURE II.5 – Dipôle élémentaire orienté selon l'axe z dans un système de coordonnées cartésiennes $Oxyz$.

En champ lointain, c'est-à-dire pour une distance d'observation $r \gg \lambda$, le mode de propagation est considéré comme transverse électromagnétique (TEM). Le champ électrique \mathbf{E} et le champ magnétique \mathbf{H} sont donc orthogonaux entre eux et orthogonaux au vecteur d'onde, noté $\mathbf{k}(\phi, \theta)$. A partir de la représentation du dipôle élémentaire donnée en figure II.5 et selon [13], les expressions des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} sont :

$$\mathbf{E} = j\omega\mu I_0 l \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \hat{\boldsymbol{\theta}} \quad (\text{II.17})$$

$$\mathbf{H} = jk I_0 l \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \hat{\boldsymbol{\phi}} \quad (\text{II.18})$$

avec μ la perméabilité du milieu de propagation et $k = 2\pi/\lambda$ le nombre d'onde. L'impédance d'onde de ce milieu est défini par :

$$\zeta = \frac{\|\mathbf{E}\|}{\|\mathbf{H}\|} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (\text{II.19})$$

où ε correspond à la permittivité du milieu de propagation. Dans le vide $\varepsilon = \varepsilon_0 = 8.8510^{-12} \text{F.m}^{-1}$ et $\mu = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{H.m}^{-1}$ ce qui implique que l'impédance d'onde vaut $\zeta = 120\pi \approx 377\Omega$.

A partir de (II.17), l'amplitude du diagramme de rayonnement associée au champ \mathbf{E} rayonné est :

$$\|\mathbf{E}\| = \omega\mu \frac{I_0 l}{4\pi} \sin\theta \quad (\text{II.20})$$

De (II.20), on en déduit la fonction caractéristique normalisée, représentée en figure II.6 :

$$F_c(\phi, \theta) = \sin\theta \quad (\text{II.21})$$

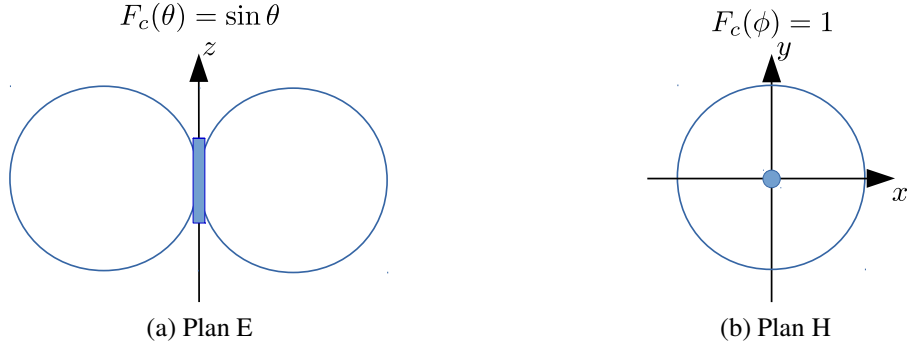


FIGURE II.6 – Fonction caractéristique normalisée $F_c(\phi, \theta)$ du dipôle élémentaire dans le plan E et le plan H .

Le diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire est donc bidirectionnel dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H . Sa directivité est donnée par $D(\phi, \theta) = 1.5 \sin^2 \theta$.

2.3 Modèle d'observation de l'antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM

A partir de la géométrie de l'antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM incident et en considérant que ces capteurs sont des dipôles élémentaires, le vecteur de direction associé à une onde incidente, $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta)$, est exprimé à partir de la réponse en sortie des trois capteurs électriques E_x , E_y et E_z , représentée par $\{a_{E_i}\}_{i=x,y,z}$, et des trois capteurs magnétiques H_x , H_y et H_z , représentée par $\{a_{H_i}\}_{i=x,y,z}$. Ces réponses dépendent de la direction d'arrivée de l'onde incidente définie par les angles ϕ et θ ainsi que de sa polarisation définie dans le repère de l'antenne vectorielle et représentée par l'angle γ et le déphasage η :

$$\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta) = \begin{bmatrix} a_{E_x}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{E_y}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{E_z}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_x}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_y}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_z}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

L'expression de $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta)$ peut être décomposée en trois parties. La première est la matrice $\mathbf{G}(\phi, \theta)$ qui correspond aux fonctions caractéristiques normalisées de chaque dipôle élémentaire suivant la diversité de polarisation qui leur est appliquée dans le système de coordonnées $Oxyz$. Composée de $M = 6$ lignes désignant le nombre de dipôles et de 2 colonnes, elle définit les

deux composantes de la fonction caractéristique, $F_c \cdot \hat{\theta}$ et $F_c \cdot \hat{\phi}$, pour chaque élément rayonnant :

$$\mathbf{G}(\phi, \theta) = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \phi \cos \theta & -\sin \phi \\ \sin \phi \cos \theta & \cos \phi \\ -\sin \theta & 0 \\ -\sin \phi & -\cos \phi \cos \theta \\ \cos \phi & -\sin \phi \cos \theta \\ 0 & \sin \theta \end{bmatrix}}_{F_c \cdot \hat{\theta}} \underbrace{\quad}_{F_c \cdot \hat{\phi}} \quad (\text{II.23})$$

La seconde partie caractérise la polarisation de l'onde EM incidente. A partir de (II.11), elle est exprimée sous la forme d'un vecteur, noté $\mathbf{p}(\gamma, \eta)$, appelé vecteur de polarisation :

$$\mathbf{p}(\gamma, \eta) = \begin{bmatrix} \sin \gamma e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Enfin, la troisième et dernière partie introduit la notion de diversité spatiale en définissant un vecteur de phase, noté $\mathbf{T}(\phi, \theta)$, qui vient s'ajouter aux composantes du champ mesurées dans le cas d'une éventuelle répartition spatiale des éléments :

$$\mathbf{T}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_x}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_y}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_z}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Ces phases spatiales dépendent des positions relatives des trois dipôles électriques et des trois dipôles magnétiques, définies respectivement par $\{\mathbf{r}_{E_i}\}_{i=x,y,z}$ et $\{\mathbf{r}_{H_i}\}_{i=x,y,z}$, et de la direction d'arrivée de l'onde incidente. Ainsi, le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta)$ s'écrit :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} a_{E_x}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{E_y}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{E_z}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_x}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_y}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_z}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \end{bmatrix}}_{\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \phi \cos \theta & -\sin \phi \\ \sin \phi \cos \theta & \cos \phi \\ -\sin \theta & 0 \\ -\sin \phi & -\cos \phi \cos \theta \\ \cos \phi & -\sin \phi \cos \theta \\ 0 & \sin \theta \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}(\phi, \theta)} \times \underbrace{\begin{bmatrix} \sin \gamma e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}(\gamma, \eta)} \odot \underbrace{\begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_x}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_y}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_z}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}(\phi, \theta)} \quad (\text{II.26})$$

L'opérateur \odot correspond au produit d'Hadamard (produit élément par élément). En combinant (II.26) dans (II.14), on obtient le modèle d'observation complet de l'antenne vectorielle à six éléments :

$$\mathbf{X}_n = \underbrace{\begin{bmatrix} (\mathbf{G}(\phi_1, \theta_1) \mathbf{p}(\gamma_1, \eta_1) \odot \mathbf{T}(\phi_1, \theta_1))^T \\ (\mathbf{G}(\phi_2, \theta_2) \mathbf{p}(\gamma_2, \eta_2) \odot \mathbf{T}(\phi_2, \theta_2))^T \\ \vdots \\ (\mathbf{G}(\phi_K, \theta_K) \mathbf{p}(\gamma_K, \eta_K) \odot \mathbf{T}(\phi_K, \theta_K))^T \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}(\phi, \theta, \gamma, \eta)} \cdot \mathbf{S}_n + \mathbf{W}_n \quad (\text{II.27})$$

2.4 Rapport signal à bruit

Il est difficile de rattacher une même valeur de RSB à une puissance de bruit $P_n = \sigma^2$ à partir d'une antenne vectorielle. En effet, le RSB varie en fonction de la direction d'arrivée et est différent en sortie de chaque capteur en raison de la diversité de polarisation qui leur est appliquée. Prenons l'exemple d'une antenne composée de deux capteurs mesurant chacun la même densité de puissance P_r au travers de deux voies de réception identiques. La figure II.7 illustre le principe de cette mesure.

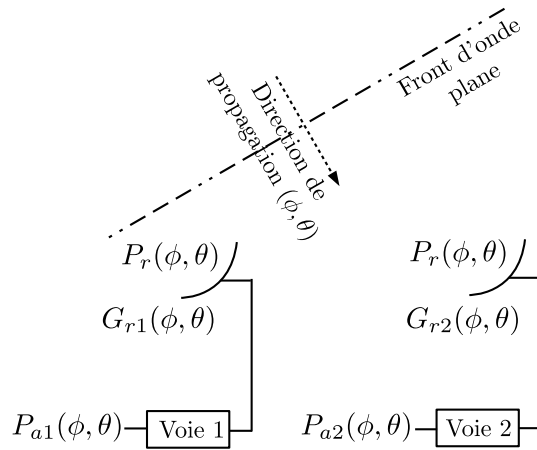


FIGURE II.7 – Illustration d'une mesure de champ EM partir de deux capteurs.

Si les capteurs possèdent un gain identique dans la direction de propagation $G_{r1}(\phi, \theta) = G_{r2}(\phi, \theta)$, la puissance en sortie de chaque voie est alors $P_{a1}(\phi, \theta) = P_{a2}(\phi, \theta)$. On obtient ainsi un RSB identique en sortie des deux voies.

Dans le cas où les capteurs possèdent un gain différent dans la direction d'arrivée de l'onde incidente, $G_{r1}(\phi, \theta) \neq G_{r2}(\phi, \theta)$, les puissances mesurées en sortie sont $P_{a1}(\phi, \theta) \neq P_{a2}(\phi, \theta)$ générant ainsi un RSB différent sur chacune des deux voies de réception. Par conséquent, on ne peut pas définir un RSB commun à toutes les voies avec une antenne vectorielle.

Nous mettons donc en place une autre approche qui consiste à calculer le rapport entre la densité de puissance incidente P_r et la puissance de bruit P_n propre au récepteur :

$$\text{RPB} = 10 \log \left(\frac{P_r}{P_n} \right) \quad (\text{II.28})$$

Dans la suite de l'étude, on parlera alors de RPB, exprimé en dB.m^{-2} , au lieu de RSB pour quantifier la puissance de bruit par rapport à la densité de puissance incidente qui est spatialement invariante et identique quelque soit le capteur utilisé.

Au cours de ces travaux, nous considérons que l'ensemble des voies de réception sont identiques avec :

- un $FB=10\text{dB}$, correspondant au facteur de bruit des récepteurs modernes, généralement compris entre 8dB et 10dB ;
- une bande passante $\Delta f=200\text{kHz}$, correspondant à la largeur d'un canal de communication GSM.

Par conséquent, la puissance de bruit sera constante et selon (I.19), sera fixée à $P_n = -111\text{dBm}$. Seule la densité de puissance incidente permettra de faire varier le RPB.

3 Techniques de traitement adaptées aux antennes vectorielles

L'échantillonnage du champ EM, à partir d'antennes vectorielles, est effectué à l'aide de capteurs ayant des polarisations différentes, éventuellement répartis dans l'espace. Les techniques à haute-résolution sont les plus adaptées à l'utilisation d'antennes vectorielles car elles permettent de prendre en compte l'ensemble des caractéristiques des signaux mesurés (phase et amplitude) pour estimer la direction d'arrivée mais aussi parce qu'elles n'imposent pas de restrictions particulières sur la topologie de l'antenne contrairement à d'autres traitements. En effet, comme nous avons pu le constater précédemment, les techniques de traitement classiques telles que la goniométrie de phase ou la goniométrie d'amplitude, imposent des contraintes sur l'architecture des antennes utilisées. Dans le cas de l'interférométrie, un ensemble de capteurs spatialement répartis est nécessaire pour échantillonner spatialement l'onde incidente, tandis que la technique Watson-Watt nécessite des capteurs orthogonaux.

R.O. Schmidt [8] et E. Ferrara [9] ont été les premiers à étendre l'algorithme MUSIC à l'utilisation de la diversité de polarisation. Depuis, d'autres variantes ont été proposées [65, 66, 67]. L'algorithme ESPRIT ainsi que des variantes ont été introduits plus tardivement, au début des années 1990 [68, 69, 70, 71, 72, 73, 74]. Cependant, l'estimation de direction d'arrivée à partir d'une antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM fût initialement proposée par J.Li [72] et A. Nehorai et E. Paldi [75].

Dans cette partie, deux techniques de traitement de goniométrie adaptées aux antennes vectorielles sont présentées. La première technique est basée sur l'estimation par produit vectoriel [75] à partir d'une nouvelle approche permettant la recombinaison du champ EM incident suite à une représentation du rayonnement de l'antenne en modes sphériques [76]. La seconde est l'algorithme de haute-résolution bien connu, MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) [8].

3.1 Estimateur par produit vectoriel basée sur une approche par décomposition en harmoniques sphériques - DHS

L'un des premiers algorithmes basés sur l'utilisation d'une seule antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM fût proposé par A. Nehorai et E. Paldi [75]. Il consiste à calculer le produit vectoriel entre le champ \mathbf{E} et le champ \mathbf{H} , s'inspirant du calcul du vecteur de Poynting, à partir des observations mesurées en sortie d'antennes :

$$\mathbf{p}_v = \frac{1}{2} \text{Re} \{ \mathbf{E} \wedge \mathbf{H}^* \} \quad (\text{II.29})$$

En réception, le vecteur de Poynting correspondant à la puissance active par unité de surface captée par l'antenne dans la direction du champ incident. Par conséquent, à partir de (II.29), on en déduit les angles ϕ et θ :

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\mathbf{p}_v \cdot \hat{\mathbf{y}}}{\mathbf{p}_v \cdot \hat{\mathbf{x}}} \quad (\text{II.30})$$

$$\theta = \cos^{-1} \mathbf{p}_v \cdot \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{II.31})$$

Cette approche, bien que rapide et simple d'utilisation, est basée sur l'hypothèse que les trois capteurs électriques et les trois capteurs magnétiques sont idéaux. Or, l'efficacité de l'antenne et l'effet de couplage inter-éléments modifient la réponse de chacun des capteurs de l'antenne vectorielle. L'estimation des composantes du champ incident à partir des mesures sur les sorties de l'antenne donne alors des résultats erronés.

Une nouvelle approche a donc été proposée [76] afin d'inclure ces interactions dans le processus d'estimation. Cette méthode permet de recomposer le champ EM incident à partir d'une représentation en modes sphériques du champ EM rayonné de chaque éléments de l'antenne en présence des autres.

3.1.a Représentation du champ EM en modes sphériques

De manière générale, un champ EM se propageant dans un milieu libre homogène peut être décomposé en un champ TE résultant d'un potentiel vecteur magnétique \mathbf{A} et en un champ TM résultant d'un potentiel vecteur électrique \mathbf{F} selon la direction de propagation $\hat{\mathbf{r}}$ [77]. Les harmoniques sphériques répondent aux équations de Helmholtz, à savoir :

$$\begin{aligned} \nabla^2 \mathbf{F} + k^2 \mathbf{F} &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

Elles peuvent donc être exprimées par \mathbf{F} et \mathbf{A} pour le mode TE_r et TM_r , selon l'axe préférentiel de propagation noté $\hat{\mathbf{r}}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{p,q}^\pm &= \psi_{p,q}^{f,\pm} \hat{\mathbf{r}} \\ \mathbf{A}_{p,q}^\pm &= \psi_{p,q}^{a,\pm} \hat{\mathbf{r}} \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

$\psi_{p,q}^{\{a/f\},-}$ et $\psi_{p,q}^{\{a/f\},+}$ correspondent respectivement aux harmoniques sphériques entrant dans une sphère d'observation S_R de rayon R ($r < R$) et aux harmoniques sphériques sortantes ($r > R$), avec $q \in \mathbb{Q}^*$ étant l'index en azimut et $p \in [-q, \dots, q]$ l'indice en site des harmoniques sphériques.

$$\psi_{p,q}^{\{a/f\},\pm}(r, \phi, \theta) = \psi_{p,q}^{\{a/f\},0} h_q^{(2)}(kr) P_q^{|p|}(\cos\theta) e^{jp\phi} \quad (\text{II.34})$$

$$\psi_{p,q}^{\{a/f\},\pm}(r, \phi, \theta) = \psi_{p,q}^{\{a/f\},0} j_n(kr) P_q^{|p|}(\cos\theta) e^{jp\phi} \quad (\text{II.35})$$

$P_q^{|p|}(\cos\theta)$ désigne les fonctions de Legendre, $h_q^{(2)}(kr)$ la fonction de Hankel sphérique du 2^{ème} type et $j_q(kr)$ la fonction de Bessel sphérique. En fonction du mode de propagation, un coefficient de normalisation est appliqué. $\psi_{p,q}^{\{a\},0}$ et $\psi_{p,q}^{\{f\},0}$ correspondent respectivement aux coefficients de normalisation du mode TM_r et du mode TE_r avec :

$$\psi_{p,q}^{f,0} = \sqrt{\frac{-2}{\omega\mu}} \sqrt{\frac{(2q+1)(q-|p|)!}{q(|p|+1)(q+|p|)!}} \quad (\text{II.36})$$

$$\psi_{p,q}^{a,0} = \sqrt{\frac{2j}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \sqrt{\frac{(2q+1)(q-|p|)!}{q(|p|+1)(q+|p|)!}} \quad (\text{II.37})$$

avec μ , ε et σ représentant respectivement, la perméabilité, la permittivité et la conductivité du milieu de propagation. Les ondes ($\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,-}$, $\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,-}$) et ($\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,+}$, $\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,+}$) correspondant respectivement aux champs électriques et magnétiques associés aux harmoniques sphériques entrantes et sortantes, sont calculées à partir des relations entre le champ EM et les potentiels vecteur \mathbf{A} et \mathbf{F} en coordonnées sphériques, dans les deux modes de propagation :

Mode TE_r :

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r,\pm}(r, \phi, \theta) &= \frac{j\omega\mu}{r} \frac{1}{\sin\theta} \frac{\partial\psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial\theta} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} + -\frac{j\omega\mu}{r} \frac{\partial\psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial\phi} \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}} \\ \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r,\pm}(r, \phi, \theta) &= \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k^2 \right) \psi_{p,q}^{a,\pm} \cdot \hat{\mathbf{r}} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{\partial\psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial\theta} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{1}{\sin\theta} \frac{\partial\psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial\phi} \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}} \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

Mode TM_r :

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TM}_r,\pm}(r, \phi, \theta) &= \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} + k^2 \right) \psi_{p,q}^{f,\pm} \cdot \hat{\mathbf{r}} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{\partial\psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial\theta} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{1}{\sin\theta} \frac{\partial\psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial\phi} \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}} \\ \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TM}_r,\pm}(r, \phi, \theta) &= \frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{r} \frac{1}{\sin\theta} \frac{\partial\psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial\theta} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} + -\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{r} \frac{\partial\psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial\phi} \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}} \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

La décomposition d'un champ \mathbf{E} et un champ \mathbf{H} peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \sum_{q=1}^{q=+\infty} \sum_{p=-q}^{p=q} \left[s_{p,q}^{\text{TE}_r,+} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r,+} + s_{p,q}^{\text{TM}_r,+} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TM}_r,+} + s_{p,q}^{\text{TE}_r,-} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r,-} + s_{p,q}^{\text{TM}_r,-} \mathbf{e}_{p,q}^{\text{TM}_r,-} \right] \\ \mathbf{H} &= \sum_{q=1}^{q=+\infty} \sum_{p=-q}^{p=q} \left[s_{p,q}^{\text{TE}_r,+} \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r,+} + s_{p,q}^{\text{TM}_r,-} \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TM}_r,-} + s_{p,q}^{\text{TE}_r,-} \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r,-} + s_{p,q}^{\text{TM}_r,+} \mathbf{h}_{p,q}^{\text{TM}_r,+} \right] \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

où $s_{p,q}^{\text{TE}_r,-}$, $s_{p,q}^{\text{TE}_r,+}$, $s_{p,q}^{\text{TM}_r,-}$ et $s_{p,q}^{\text{TM}_r,+}$ représentent les amplitudes des harmoniques entrantes et sortantes dans les deux modes de propagation. A partir de (II.38) et (II.39), et d'après [76, 78], l'amplitude des harmoniques est déterminée par :

$$\begin{aligned}
s_{p,q}^{\text{TE}_r,-} &= \frac{1}{2} \iint_{S_R} [\mathbf{E} \cdot (\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r,+} \wedge \hat{\mathbf{r}}) + \mathbf{H} \cdot (\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r,+} \wedge \hat{\mathbf{r}})] dS \\
s_{p,q}^{\text{TM}_r,-} &= \frac{1}{2} \iint_{S_R} [\mathbf{E} \cdot (\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TM}_r,+} \wedge \hat{\mathbf{r}}) + \mathbf{H} \cdot (\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TM}_r,+} \wedge \hat{\mathbf{r}})] dS \\
s_{p,q}^{\text{TE}_r,+} &= \frac{1}{2} \iint_{S_R} [\mathbf{E} \cdot (\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r,-} \wedge \hat{\mathbf{r}}) + \mathbf{H} \cdot (\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r,-} \wedge \hat{\mathbf{r}})] dS \\
s_{p,q}^{\text{TM}_r,+} &= \frac{1}{2} \iint_{S_R} [\mathbf{E} \cdot (\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TM}_r,-} \wedge \hat{\mathbf{r}}) + \mathbf{H} \cdot (\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TM}_r,-} \wedge \hat{\mathbf{r}})] dS
\end{aligned} \tag{II.41}$$

Si le champ EM se propage en mode TEM_r , les composantes en $\hat{\mathbf{r}}$ du champ \mathbf{E} et du champ \mathbf{H} s'annulent. L'expression des ondes $(\mathbf{e}_{p,q}^\pm, \mathbf{h}_{p,q}^\pm)$, définie en (II.38), devient alors :

$$\begin{aligned}
\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TEM}_r^\pm}(r, \phi, \theta) &= \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{\partial \psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial \theta} + \frac{j\omega\mu}{r} \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial \psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial \theta} \right) \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial \psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial \phi} - \frac{j\omega\mu}{r} \frac{\partial \psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial \phi} \right) \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}} \\
\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TEM}_r^\pm}(r, \phi, \theta) &= \left(\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{r} \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial \psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial \theta} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{\partial \psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial \theta} \right) \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}} - \left(\frac{\sigma + j\omega\varepsilon}{r} \frac{\partial \psi_{p,q}^{f,\pm}}{\partial \phi} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial \psi_{p,q}^{a,\pm}}{\partial \phi} \right) \cdot \hat{\boldsymbol{\phi}}
\end{aligned} \tag{II.42}$$

3.1.b Opérateur de rayonnement \mathbf{C}^+

On note \mathbf{a}^+ et \mathbf{a}^- les vecteurs d'excitation et de réception (antenne en émission ou en réception) d'une antenne positionnée au centre d'un repère cartésien $Oxyz$. Le champ EM rayonné par l'antenne en émission peut être théoriquement décomposé en une infinité d'harmoniques sphériques. Néanmoins, les éléments rayonnants de l'antenne étant inclus dans une zone limitée autour du centre du repère, seul un nombre fini d'harmoniques rayonnent : $s_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,+} = 0$ pour $p > N_s$, N_s étant l'ordre des harmoniques significatives contribuant au rayonnement. Ainsi le nombre total d'harmoniques, dans les deux modes TE_r et TM_r confondus, est de $N_h = 2(2N_s + 1)$. Le champ peut donc être représenté par les N_h premières harmoniques sphériques sortantes :

$$\mathbf{S}^+ = \left[s_{-1,1}^{\text{TE}_r,+}, s_{-1,1}^{\text{TM}_r,+}, s_{0,1}^{\text{TE}_r,+}, s_{0,1}^{\text{TM}_r,+}, s_{1,1}^{\text{TE}_r,+}, s_{1,1}^{\text{TM}_r,+}, \dots, s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_r,+} \right]^T \tag{II.43}$$

La linéarité des équations de Maxwell permet de mettre en place un opérateur $\mathbf{C}^+ \in \mathbb{C}^{N_h, M}$ reliant le vecteur d'excitation $\mathbf{a}^+ \in \mathbb{C}^M$ aux amplitudes des harmoniques sphériques sortantes $\mathbf{S}^+ \in \mathbb{C}^{N_h}$:

$$\mathbf{S}^+ = \mathbf{C}^+ \mathbf{a}^+ \tag{II.44}$$

Pour déterminer \mathbf{C}^+ , les amplitudes des harmoniques sphériques sortantes sont calculées en excitant un à un les éléments de l'antenne et en positionnant une charge adaptée en sortie des

$M - 1$ autres ports ($a_i = 1$ et $a_m = 0$ pour $m \neq i$). La $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice \mathbf{C}^+ correspond aux amplitudes des N_h premières harmoniques contribuant au rayonnement du $i^{\text{ème}}$ élément.

$$\mathbf{C}^+ = \begin{bmatrix} s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+},1} & s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+},2} & \dots & s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+},M-1} & s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+},M} \\ s_{-1,1}^{\text{TM}_{r,+},1} & \ddots & & s_{-1,1}^{\text{TM}_{r,+},M-1} & s_{-1,1}^{\text{TM}_{r,+},M} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ s_{N_s,N_s}^{\text{TE}_{r,+},1} & s_{N_s,N_s}^{\text{TE}_{r,+},2} & & \ddots & s_{N_s,N_s}^{\text{TE}_{r,+},M} \\ s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_{r,+},1} & s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_{r,+},2} & \dots & s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_{r,+},M-1} & s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_{r,+},M} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{S_1^+} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{S_2^+} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{S_{M-1}^+} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{S_M^+}$

3.1.c Opérateur de rayonnement \mathbf{C}^-

De la même manière, comme l'antenne en réception est limitée en taille, elle ne peut mesurer que les harmoniques sphériques d'ordre inférieur à N_s , dont les amplitudes sont notées :

$$\mathbf{S}^- = \left[s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,-}}, s_{-1,1}^{\text{TM}_{r,-}}, s_{0,1}^{\text{TE}_{r,-}}, s_{0,1}^{\text{TM}_{r,-}}, s_{1,1}^{\text{TE}_{r,-}}, s_{1,1}^{\text{TM}_{r,-}}, \dots, s_{N_s,N_s}^{\text{TM}_{r,-}} \right]^T \quad (\text{II.46})$$

Les courants induits sur les M ports de l'antenne peuvent être représentés par un vecteur d'amplitude $\mathbf{a}^- \in \mathbb{C}^M$. Par linéarité, un opérateur $\mathbf{C}^- \in \mathbb{C}^{M,N_h}$ reliant les amplitudes des N_h premières harmoniques sphériques entrantes $\mathbf{S}^- \in \mathbb{C}^{N_h}$ aux sorties d'antennes \mathbf{a}^- est mis en place :

$$\mathbf{a}^- = \mathbf{C}^- \mathbf{S}^- \quad (\text{II.47})$$

Cette équation est la base de l'approche proposée. En effet, en déterminant la matrice \mathbf{C}^- est en inversant ce système linéaire, il est possible de déterminer les amplitudes des harmoniques sphériques entrantes avec lesquelles on détermine le champ EM incident en O .

3.1.d Recomposition du champ EM

Il est démontré dans [76] qu'à partir du théorème de réaction, l'opérateur \mathbf{C}^- peut être déterminé à partir de \mathbf{C}^+ :

$$\mathbf{C}^- = -\mathbf{C}^{+T} \quad (\text{II.48})$$

\mathbf{C}^+ peut être calculé à partir d'outils de simulation EM ou de mesures de diagrammes de rayonnement. Par conséquent, il permet de prendre en compte les différentes surfaces effectives des capteurs ainsi que le couplage inter-éléments dans le calcul du champ EM incident.

A partir de (II.48) et en inversant le système linéaire (II.47), les amplitudes des harmoniques sphériques entrantes \mathbf{S}^- peuvent être déduites des sorties d'antennes \mathbf{a}^- et de \mathbf{C}^+ . En utilisant (II.40), le champ EM incident est ensuite recomposé au centre de l'antenne, en pondérant les

ondes électriques et magnétiques associées aux harmoniques sphériques entrantes en O , notées $(\mathbf{e}^{0,-}, \mathbf{h}^{0,-})$, par les amplitudes \mathbf{S}^- :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_0 \\ \mathbf{H}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^{0,-}, \mathbf{h}^{0,-} \end{bmatrix} \underbrace{(-\mathbf{C}^{+T})^{-1} \mathbf{a}^-}_{\mathbf{S}^-} \quad (\text{II.49})$$

avec

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{0,-} &= \left[\mathbf{e}_{-1,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{e}_{-1,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \mathbf{e}_{0,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{e}_{0,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \mathbf{e}_{1,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{e}_{1,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \dots, \mathbf{e}_{N_s, N_s}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{e}_{N_s, N_s}^{\text{TM}_r,0,-} \right]^T \\ \mathbf{h}^{0,-} &= \left[\mathbf{h}_{-1,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{h}_{-1,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \mathbf{h}_{0,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{h}_{0,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \mathbf{h}_{1,1}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{h}_{1,1}^{\text{TM}_r,0,-}, \dots, \mathbf{h}_{N_s, N_s}^{\text{TE}_r,0,-}, \mathbf{h}_{N_s, N_s}^{\text{TM}_r,0,-} \right]^T \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

Les composantes des vecteurs $\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,0,-}$ et $\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,0,-}$ correspondent aux ondes électriques $\mathbf{e}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,-}$ et magnétiques $\mathbf{h}_{p,q}^{\text{TE}_r/\text{TM}_r,-}$ associées aux harmoniques sphériques entrantes en O .

3.1.e Impact de la répartition spatiale des capteurs de l'antenne sur les performances d'estimation

K.T. Wong a proposé une approche basée sur l'estimateur par produit vectoriel à partir d'une antenne vectorielle composée de six éléments spatialement répartis [79]. L'utilisation de la technique DHS permet de prendre en compte la répartition spatiale des éléments, à partir de l'opérateur \mathbf{C}^+ , en plus des couplages inter-éléments. Ainsi, le champ EM est directement recomposé au centre de l'antenne, à condition que le nombre de capteurs soit suffisant. En effet, plus la taille de l'antenne augmente, plus l'ordre des modes sphériques rayonnants N_s est élevé. Pour résoudre le système linéaire (II.47) de M équations à N_h inconnues, la condition $M \geq N_h$ doit être respectée. Ainsi, si $M \leq N_h$, le champ EM $(\mathbf{E}_0, \mathbf{H}_0)$ recomposé à partir de \mathbf{a}^- est erroné.

Quatre topologies ont été choisies arbitrairement pour faire l'objet d'une étude paramétrique. Nous avons simulé leur précision d'estimation en utilisant cette approche et en augmentant la distance de séparation, notée d , dans le but d'analyser les effets de la taille de l'antenne sur les performances. La figure II.8 montre les quatre architectures d'antennes analysées, composées de dipôles élémentaires, non couplés.

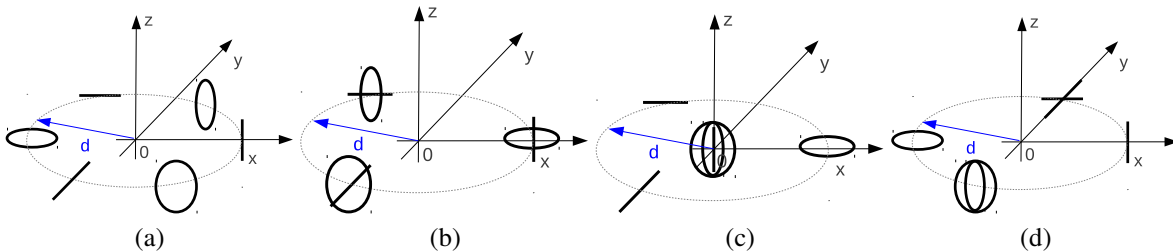


FIGURE II.8 – Topologies des antennes vectorielles simulées, composées de trois dipôles électriques élémentaires orthogonaux et de trois dipôles magnétiques élémentaires orthogonaux.

Pour chaque topologie, l'erreur d'estimation est calculée dans l'ensemble de l'espace 3D. La figure II.13 donne l'erreur maximale obtenue en fonction de la distance d , normalisée par la longueur d'onde λ .

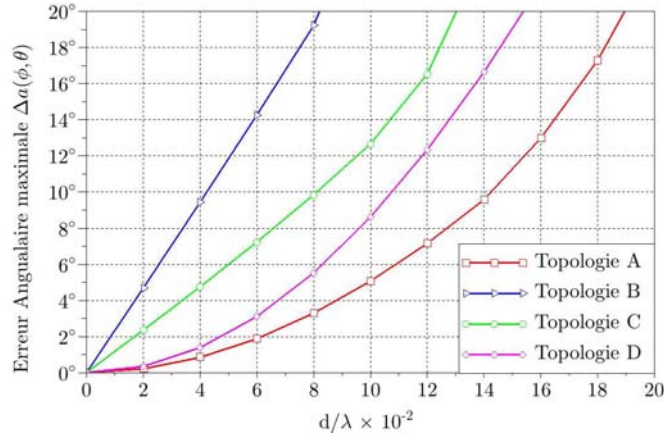


FIGURE II.9 – Distance angulaire maximale de l'erreur d'estimation $\Delta\alpha(\phi, \theta)$ en fonction de d/λ pour quatre topologies A, B, C et D.

Parmi ces quatre topologies d'antennes, les résultats de simulation montrent que la topologie A est la plus performante, permettant d'atteindre une meilleure précision d'estimation que les trois autres. Cependant, on constate que quelque soit l'antenne, plus la distance d augmente, plus l'erreur d'estimation est importante. Ces erreurs sont causées par la non prise en compte de la composante spatiale avec la méthode DHS (limitation au mode sphérique fondamental, $M = 6$)

Pour analyser la cause de ces erreurs, nous traçons la répartition d'amplitude normalisée des harmoniques sphériques dans les deux modes TE_r et TM_r , notée $N_{p,q}^{\text{TE}_r}$ et $N_{p,q}^{\text{TM}_r}$, contribuant au rayonnement du champ \mathbf{E} et du champ \mathbf{H} et calculée à partir des composantes de \mathbf{C}^+ associées à la topologie A :

$$N_{p,q}^{\text{TE}_r} = \sum_{m=1}^M \left[\frac{|s_{p,q}^{\text{TE}_r,+,m}|}{\left[\sum_{q=1}^{\infty} \sum_{p=-q}^q (|s_{p,q}^{\text{TE}_r,+,m}| + |s_{p,q}^{\text{TM}_r,+,m}|) \right]} \right] \quad (\text{II.51})$$

$$N_{p,q}^{\text{TM}_r} = \sum_{m=1}^M \left[\frac{|s_{p,q}^{\text{TM}_r,+,m}|}{\left[\sum_{q=1}^{\infty} \sum_{p=-q}^q (|s_{p,q}^{\text{TE}_r,+,m}| + |s_{p,q}^{\text{TM}_r,+,m}|) \right]} \right]$$

La figure II.10 et la figure II.11 donnent respectivement $N_{p,q}^{\text{TE}_r}$ et $N_{p,q}^{\text{TM}_r}$. On constate que dans les deux modes, les répartitions d'amplitude sont identiques en raison de la séparation équidistance et symétrique des capteurs électriques et magnétiques (cf. figure II.8a).

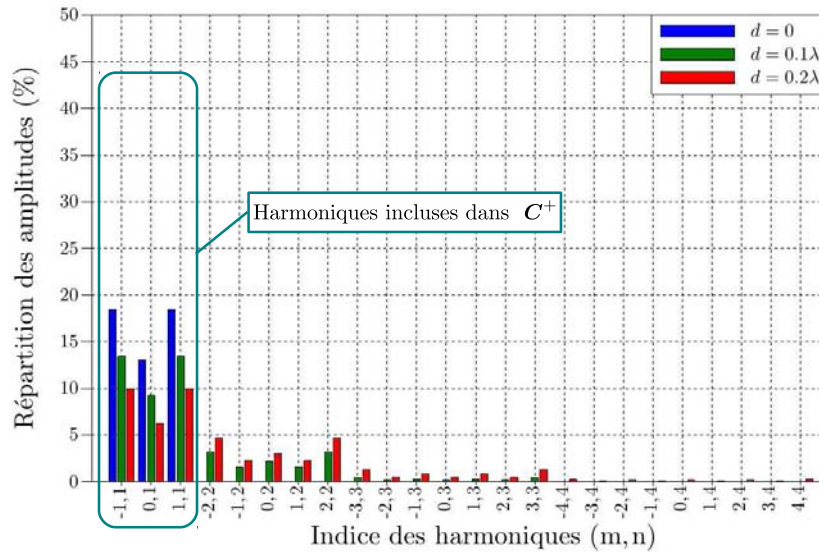


FIGURE II.10 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ E pour $d = 0$ (bleu), $d = 0.1\lambda$ (vert) et $d = 0.2\lambda$ (rouge).

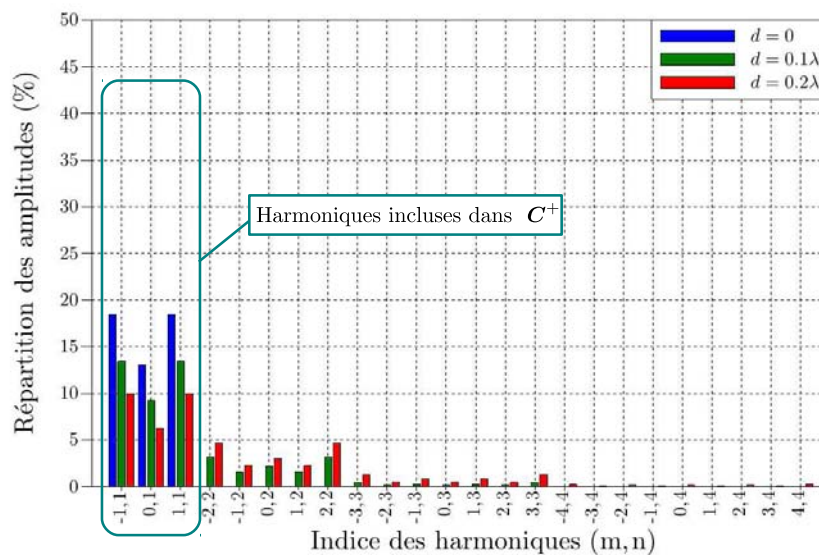


FIGURE II.11 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ H pour $d = 0$ (bleu), $d = 0.1\lambda$ (vert) et $d = 0.2\lambda$ (rouge).

Le nombre maximal d'harmoniques pouvant être prises en compte lors de la recombinaison du champ EM en O est de $N_h = M$. Dans le cas de l'antenne vectorielle à six éléments, cette limite est de $N_h = 6$ ce qui signifie que les harmoniques incluses dans la recombinaison du champ sont d'ordre 1 (mode fondamental). Cependant, l'ordre maximal N_s des modes sphériques contribuant significativement au rayonnement, augmente en fonction de d (cf. figure II.10 et figure II.11), et ceci indépendamment de la topologie d'antennes. On constate donc que les antennes ne comportent pas suffisamment de capteurs pour considérer les harmoniques d'ordre supérieur à 1 qui, dans le cas étudié, se propagent en raison de la répartition spatiale appliquée aux éléments rayonnants. Par conséquent, l'information apportée par ces harmoniques d'ordre supérieur est négligée, provoquant une mauvaise recombinaison du champ en O et donc une erreur d'estimation.

Afin d'évaluer quelle topologie d'antennes est la plus performante en termes de précision d'estimation, on utilise généralement la borne de Cramer Rao définie en (I.10). Cependant, cette borne n'est applicable que pour des estimateurs non biaisés. Or, on constate que si le nombre d'harmoniques est supérieur à celui des capteurs, l'estimateur par produit vectoriel devient biaisé (cf. figure II.13) empêchant l'utilisation de la borne de Cramer Rao.

Ainsi, sans aller jusqu'à l'estimation de la précision angulaire qui peut être coûteuse en temps de calcul, un critère, noté η_e , basé sur la connaissance de la matrice C^+ , a été établi. Il résulte de la décomposition en valeurs singulières de C^+ donnée ci-après :

$$C^+ = U\Sigma V = \begin{bmatrix} u_1 & \dots & u_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \sigma_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_M \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

où u_i et v_i correspondent respectivement aux $i^{\text{ème}}$ vecteurs singuliers gauche et droite et $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_M$ sont les valeurs singulières de M^+ . Il consiste à calculer le rapport entre la moyenne des valeurs singulières de M^+ , qui représente la quantité de puissance moyenne rayonnée par les M premières harmoniques sphériques et la valeur de conditionnement de M^+ représentant la sensibilité de l'estimation de direction d'arrivée au petite variation en sortie d'antennes :

$$\eta_e = \frac{\bar{\Sigma}}{\text{cond}(\Sigma)} \quad (\text{II.53})$$

$\bar{\Sigma}$ est la moyenne des valeurs singulières de M^+ et $\text{cond}(\Sigma)$ son conditionnement. Un critère de référence η_e^{Ref} peut être utilisé pour comparer l'efficacité relative d'estimation entre plusieurs topologies d'antennes :

$$\eta_e^N = \frac{\eta_e}{\eta_e^{\text{Ref}}} \quad (\text{II.54})$$

La figure II.12 montre le critère η_e^N pour les quatre topologies d'antennes précédemment simulées (cf. figure II.8), en prenant comme référence, l'antenne à six éléments colocalisés.

Le critère obtenu pour chaque configuration d'antennes est cohérent avec les erreurs d'estimation maximales (cf. figure II.13). Plus la distance augmente, plus la précision d'estimation est dégradée. Malgré cette dégradation de performances, on constate que la topologie A reste celle qui offre la meilleure précision d'estimation.

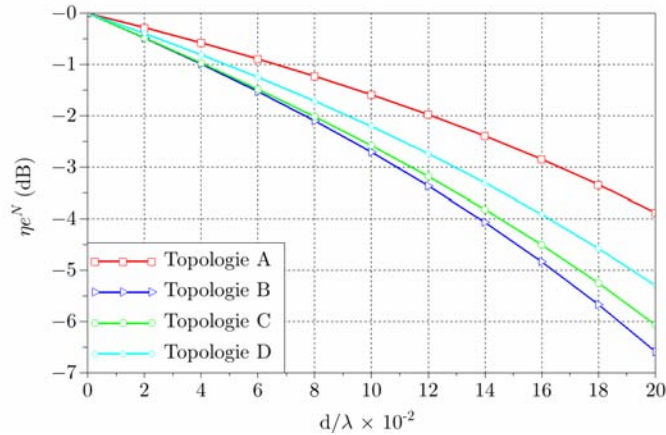


FIGURE II.12 – Critère d'efficacité d'estimation relative à l'antenne composée de six éléments colocalisés en fonction de d/λ pour quatre topologies A,B,C et D.

Cette étude préliminaire montre que les estimations sont plus précises avec une antenne à éléments colocalisés ce qui, dans le cadre de notre étude, est intéressant afin de répondre aux critères de compacité. Cependant, cette approche n'a pas encore été évaluée avec des antennes réalistes en présence de couplage mutuel et d'éventuelles perturbations de rayonnement. Il est donc nécessaire de vérifier les bonnes performances de cette méthode avant de confirmer son intérêt.

3.2 Technique de traitement haute-résolution - MUSIC

Une des techniques de goniométrie largement utilisée est la méthode haute-résolution MUSIC. Elle fût introduite aux antennes polarisées dans les années 1980 par R.O. Schmidt [8] et E. Ferrara [9]. Depuis, de nombreuses études ont permis de proposer plusieurs variantes comme on a pu le voir précédemment. L'optimisation des techniques de traitement est hors du champ de recherche de cette thèse. Par conséquent, nous n'aborderons dans ces travaux que l'algorithme classique [8]. MUSIC est une méthode basée sur la décomposition en sous espaces de la matrice de covariance des observations et l'estimation du nombre de sources.

3.2.a Matrice de covariance des observations

Notée \mathbf{R}_{XX} , la matrice de covariance est donnée par :

$$\mathbf{R}_{XX} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^*] \quad (\text{II.55})$$

On considère K sources EM dont les enveloppes complexes sont définies dans le vecteur $\mathbf{S} = [S_1, S_2, \dots, S_K]$. En repartant de (II.14) et en considérant que ces sources sont des processus

déterministes centrés et statistiquement décorrélés, la matrice de \mathbf{R}_{XX} peut s'écrire :

$$\mathbf{R}_{XX} = E[\mathbf{D}\mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^*\mathbf{D}^*] + E[\mathbf{W}_n\mathbf{W}_n^*] = \mathbf{D}\mathbf{R}_{SS}\mathbf{D}^* + \mathbf{R}_{WW} \quad (\text{II.56})$$

Les matrices \mathbf{R}_{SS} et \mathbf{R}_{WW} correspondent respectivement à la matrice de covariance des K sources d'émission et à la matrice de covariance des composantes du bruit associées aux M capteurs.

En pratique, la matrice \mathbf{R}_{XX} est inconnue et doit donc être déterminée à partir de plusieurs observations bruitées. Dans le cas le plus courant, on estime \mathbf{R}_{XX} à partir de N observations, $\mathbf{X}_N = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N]$, \mathbf{R}_{XX} :

$$\mathbf{R}_{XX} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{X}_n\mathbf{X}_n^* \quad (\text{II.57})$$

La qualité de l'estimation dépend du nombre d'observation. Ainsi, plus N sera élevé, plus précise sera l'estimation de \mathbf{R}_{XX} .

3.2.b Détermination des sous espaces signal et bruit

Une décomposition en valeurs singulières est ensuite effectuée sur \mathbf{R}_{XX} dans le but d'établir une base orthonormée du sous espace signal et du sous espace bruit. Pour cela, on estime le nombre de sources, en analysant la décroissance des valeurs singulières. Le bruit étant spatialement non-cohérent, les plus faibles valeurs singulières sont associées au sous espace bruit. Par conséquent, les K plus grandes valeurs singulières déterminent le nombre de sources et leurs vecteurs singuliers correspondant, une base orthonormée du sous espace signal, notée \mathbf{E}_S . De même, pour les $M - K$ plus faibles valeurs singulières, les vecteurs singuliers associés déterminent une base orthonormée du sous espace bruit, notée \mathbf{E}_W . Ainsi, on constate qu'avec cette algorithmes on ne pourra détecter un maximum de $M - 1$ sources.

La présence d'un faible RPB peut engendrer des difficultés pour déterminer le nombre de sources K en raison de la diminution de l'écart d'amplitude entre la plus faible valeur singulière associée à \mathbf{E}_S et celle la plus élevée associée à \mathbf{E}_W . Dans notre étude, nous considérons le nombre de sources est connu et est égale à $K = 1$.

3.2.c Fonction MUSIC à partir d'une antenne non polarisée

Les K sources sont supposées décorrélées. Par conséquent, \mathbf{E}_W est orthogonale aux K vecteurs de direction associés, inclus dans $\mathbf{D}(\phi, \theta)$. L'estimation des paramètres ϕ_k et θ_k liés aux directions d'arrivée des K signaux mesurés est basée sur cette orthogonalité. Dans le cas d'une antenne non polarisée, cela revient à déterminer les K extrema de la fonction MUSIC :

$$f(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{D}(\phi, \theta)\mathbf{E}_W^*\mathbf{E}_W\mathbf{D}^*(\phi, \theta)} \quad (\text{II.58})$$

et

$$(\phi, \theta) = \arg \left\{ \max_{\phi, \theta} (f(\phi, \theta)) \right\} \quad (\text{II.59})$$

3.2.d Fonction MUSIC à partir d'une antenne vectorielle

Pour une antenne vectorielle, les paramètres liés à la polarisation des ondes EM, à savoir γ_k et η_k , doivent être pris en compte lors de la recherche des K extrema. Par conséquent, la fonction MUSIC devient :

$$f(\phi, \theta, \gamma, \eta) = \frac{1}{\mathbf{D}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{E}_w^* \mathbf{E}_w \mathbf{D}^*(\phi, \theta, \gamma, \eta)} \quad (\text{II.60})$$

et

$$(\phi, \theta, \gamma, \eta) = \arg \left\{ \max_{\phi, \theta, \gamma, \eta} (f(\phi, \theta, \gamma, \eta)) \right\} \quad (\text{II.61})$$

Par conséquent, l'utilisation d'une antenne polarisée permet, en plus d'estimer la direction d'arrivée, d'estimer la polarisation d'une onde EM. En contre partie, le coût calculatoire augmente en passant d'une estimation de 2 paramètres (ϕ, θ) à une estimation de 4 paramètres $(\phi, \theta, \gamma, \eta)$. Néanmoins, de récentes études proposent des solutions pour réduire les temps de calculs comme l'approche par représentation quaternion du modèle d'observation [67, 80] qui permet de réduire au minimum d'un facteur deux la demande en ressource mémoire et les coûts de calcul.

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse aux ondes incidentes en polarisation TM_z . Les paramètres γ et η sont donc fixés à $\gamma = \pi/2$ et $\eta = 0$. La figure II.13 illustre un exemple de fonction MUSIC pour une polarisation donnée TM_z et pour une onde incidente de direction $\phi = 90^\circ$ et $\theta = 45^\circ$.

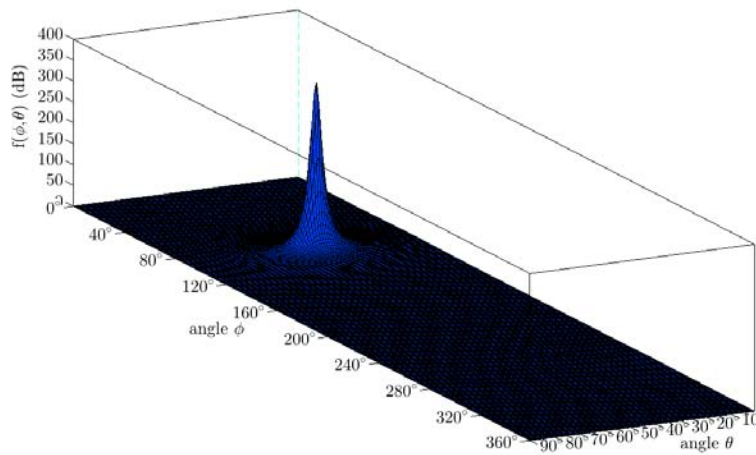


FIGURE II.13 – Exemple de fonction MUSIC $f(\phi, \theta, \frac{\pi}{2}, 0)$ à partir d'une antenne vectorielle à six dipôles élémentaires colocalisés pour $\phi = 90^\circ$ et $\theta = 45^\circ$.

3.2.e Impact de la répartition spatiale des éléments de l'antenne sur les performances d'estimation

La diversité spatiale peut être combinée à la diversité de polarisation rajoutant ainsi le vecteur de phase spatiale, noté $\mathbf{T}(\phi, \theta)$. Ce vecteur de phase apporte une information supplémentaire sur la direction d'arrivée ce qui permet d'augmenter la précision d'estimation [45, 81, 82].

Pour illustrer cette amélioration, nous avons calculé la borne de Cramer Rao en polarisation TM_z de la topologie A, précédemment étudiée (cf. figure II.8), avec $d = 0$ et $d = 0.25\lambda$.

Stoica et Nehorai [83, 84] ont défini la borne de Cramer Rao pour tout estimateur non biaisé. En repartant de cette expression et en supposant un très grand nombre d'observations ($N \rightarrow \infty$), on calcule la borne des paramètres ϕ et θ , $\text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta)$, à partir du modèle d'observation exprimé en (II.27), avec $K = 1$:

$$\begin{aligned} \text{BCR}(\phi) &= \frac{\sigma^2}{2N} \left(\text{Re} \left\{ \left[\frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \phi} (\mathbf{I} - \mathbf{d}(\mathbf{d}^* \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^*) \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \phi} \right] \odot R_{ss} \right\} \right)^{-1} \\ \text{BCR}(\theta) &= \frac{\sigma^2}{2N} \left(\text{Re} \left\{ \left[\frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \theta} (\mathbf{I} - \mathbf{d}(\mathbf{d}^* \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^*) \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \theta} \right] \odot R_{ss} \right\} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$

La figure II.14 donne, pour la topologie A à éléments colocalisés et à éléments répartis avec $d = 0.25\lambda$, les valeurs maximales de $\text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta)$ obtenues dans l'ensemble du demi-espace 3D pour différentes valeurs de RPB, allant de 15dB.m^{-2} à 55dB.m^{-2} . Le détail du calcul est donné en annexe A.1.

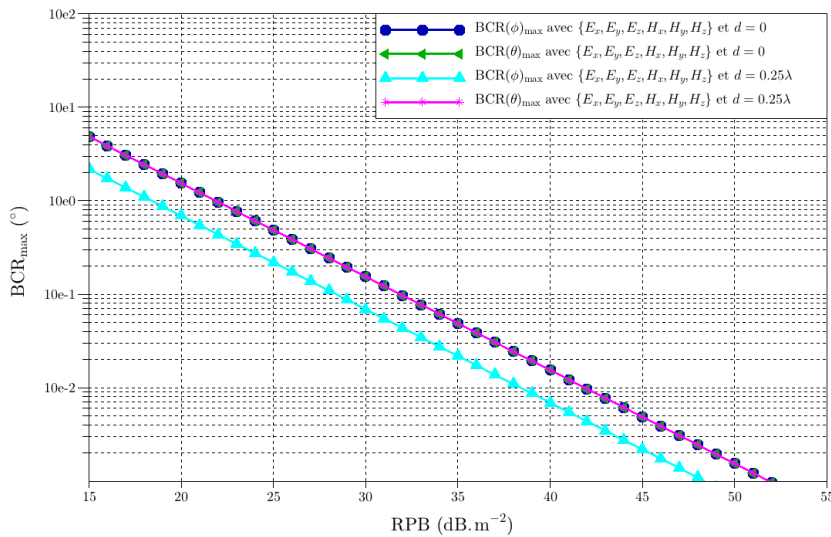


FIGURE II.14 – $\text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta)$ d'une antenne vectorielle à six éléments en polarisation TM_z , colocalisés et décolalisée selon une répartition circulaire dans le plan Oxy de rayon $d = 0.25\lambda$.

On constate qu'avec des capteurs colocalisés, $\{\text{BCR}(\phi)\}_{\max} = \{\text{BCR}(\theta)\}_{\max}$. Cependant, lorsqu'ils sont spatialement répartis dans le plan Oxy , la précision d'estimation du paramètre ϕ s'améliore. A précision égale, le RPB est plus faible de 4dB. En revanche, la précision de θ reste inchangée en raison d'une répartition spatiale seulement dans le plan azimutal. Pour améliorer l'estimation en azimut et en site, il faut appliquer une répartition tridimensionnelle des capteurs.

En revanche, comme pour les antennes non polarisées, l'augmentation de la distance entre éléments augmente le risque d'ambiguïtés. Ainsi, chaque topologie d'antennes vectorielles à éléments spatialement répartis, développées au cours de ces travaux, feront l'objet d'une étude paramétrique permettant de déterminer la distance maximale entre capteurs pouvant être appliquée sans générer d'ambiguïtés angulaires.

3.2.f Analyse du risque d'ambiguïtés en radiogoniométrie 3D

Pour illustrer le processus d'analyse du risque d'ambiguïtés, nous prenons l'exemple d'une antenne composée de six dipôles verticaux répartis sur un cercle de 0.5λ de diamètre.

Dans le cas de l'estimation d'un seul des deux paramètres, ϕ par exemple, l'analyse est basée sur le calcul du spectre d'ambiguïtés 2D, comme proposé dans [14, 85]. En remplaçant le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ par $\mathbf{d}(\phi)$ dans (I.20), l'angle α devient :

$$\alpha(\phi_1, \phi) = \cos^{-1} \left(\frac{|\mathbf{d}^*(\phi_1) \cdot \mathbf{d}(\phi)|}{\|\mathbf{d}(\phi_1)\| \cdot \|\mathbf{d}(\phi)\|} \right) \quad (\text{II.63})$$

A partir de (II.63), on calcule la fonction de dépendance dans la direction ϕ_1 , notée $\Gamma_{\phi_1}(\phi)$, avec $\phi \in [0; 2\pi]$:

$$\Gamma_{\phi_1}(\phi) = \alpha(\phi_1, \phi) \quad (\text{II.64})$$

Le spectre d'ambiguïtés 2D représente l'ensemble des fonctions $\Gamma_{\phi_1}(\phi)$ pour $\phi \in [0; 2\pi]$ comme illustré sur la figure II.15. Le risque d'ambiguïtés, dans la direction ϕ_1 , correspond à l'écart minimal, noté α_{\min} , entre $\Gamma_{\phi_1}(\phi_1)$ et le premier minimum de $\Gamma_{\phi_1}(\phi)$. $\alpha_{\min}(\phi_1) = 0^\circ$ signifie qu'au minimum un des vecteurs $\mathbf{d}(\phi)$, avec $\phi \neq \phi_1$, est linéairement dépendant de $\mathbf{d}(\phi_1)$ et par conséquent que l'estimation de ϕ_1 est ambiguë. A l'inverse, $\alpha_{\min}(\phi_1) = 90^\circ$ signifie une orthogonalité parfaite et donc un risque d'ambiguïtés nul.

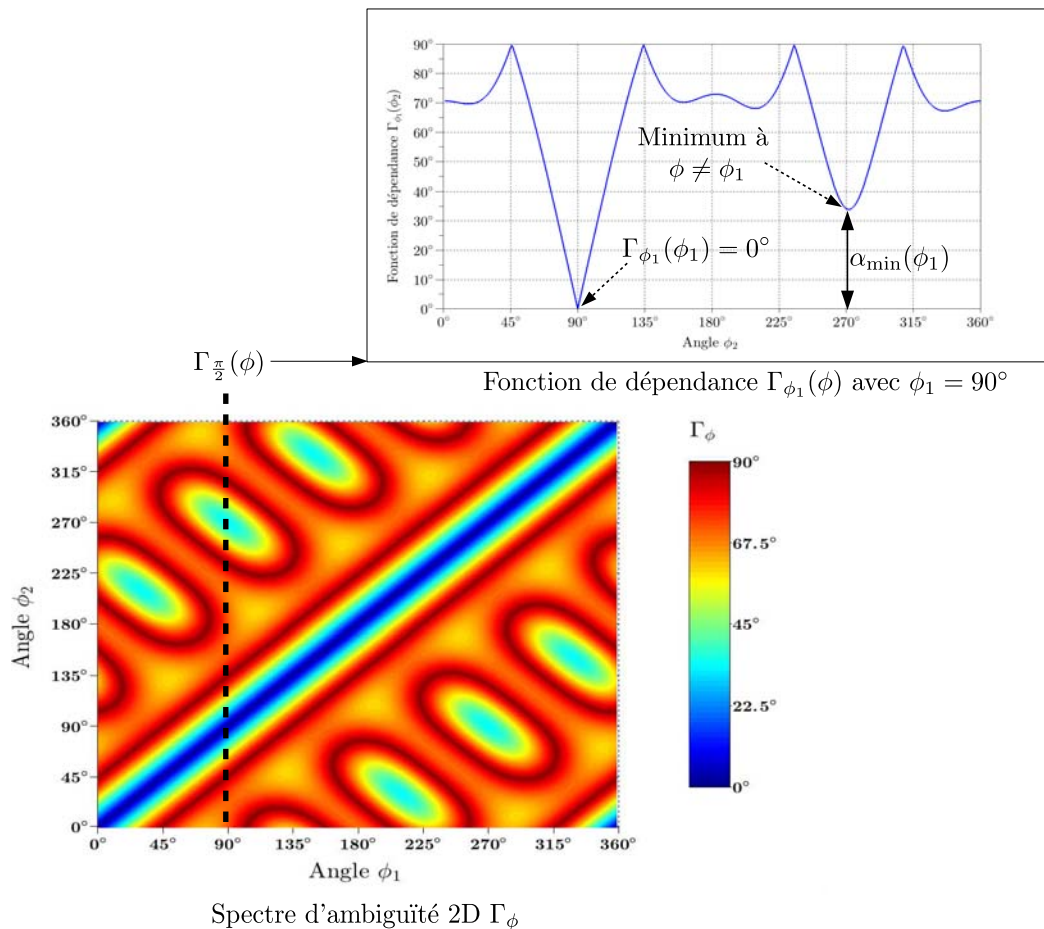


FIGURE II.15 – Construction du spectre d'ambiguïtés 2D à partir de la fonction de dépendance $\Gamma_\phi(\phi)$.

Dans le cas d'une estimation de ϕ et θ , dans l'ensemble de l'espace, une analyse 3D du risque d'ambiguïtés est nécessaire. Une récente étude [86] propose une approche consistant à calculer les spectres 2D Γ_ϕ pour chaque angle en site et à les mettre bout à bout pour former le spectre 3D. Cependant, cette approche fournit des résultats lourds et difficilement interprétables. Nous proposons donc une autre approche calculant directement les fonctions de dépendance tridimensionnelles :

$$\Gamma_{\phi_1, \theta_1}(\phi, \theta) = \alpha(\phi_1, \theta_1, \phi, \theta) \quad (\text{II.65})$$

Nous formons ensuite le spectre d'ambiguïtés 3D en ne conservant que le risque d'ambiguïtés $\alpha_{\min}(\phi, \theta)$ pour chaque direction d'arrivée de l'espace. Les antennes ayant généralement des distances entre capteurs relativement petites, nous considérons arbitrairement que les ambiguïtés apparaissent pour des angles espacés d'au moins 15° . Ainsi tous les angles $\alpha_{\min}(\phi, \theta)$ dont la direction (ϕ, θ) est proche de 15° de la direction d'arrivée (ϕ_1, θ_1) ne sont pas considérés comme des ambiguïtés. La figure II.16 illustre ce processus d'analyse 3D. Sur les spectres présentés, l'axe radiale correspond aux angles θ et l'axe circulaire représente les angles ϕ .

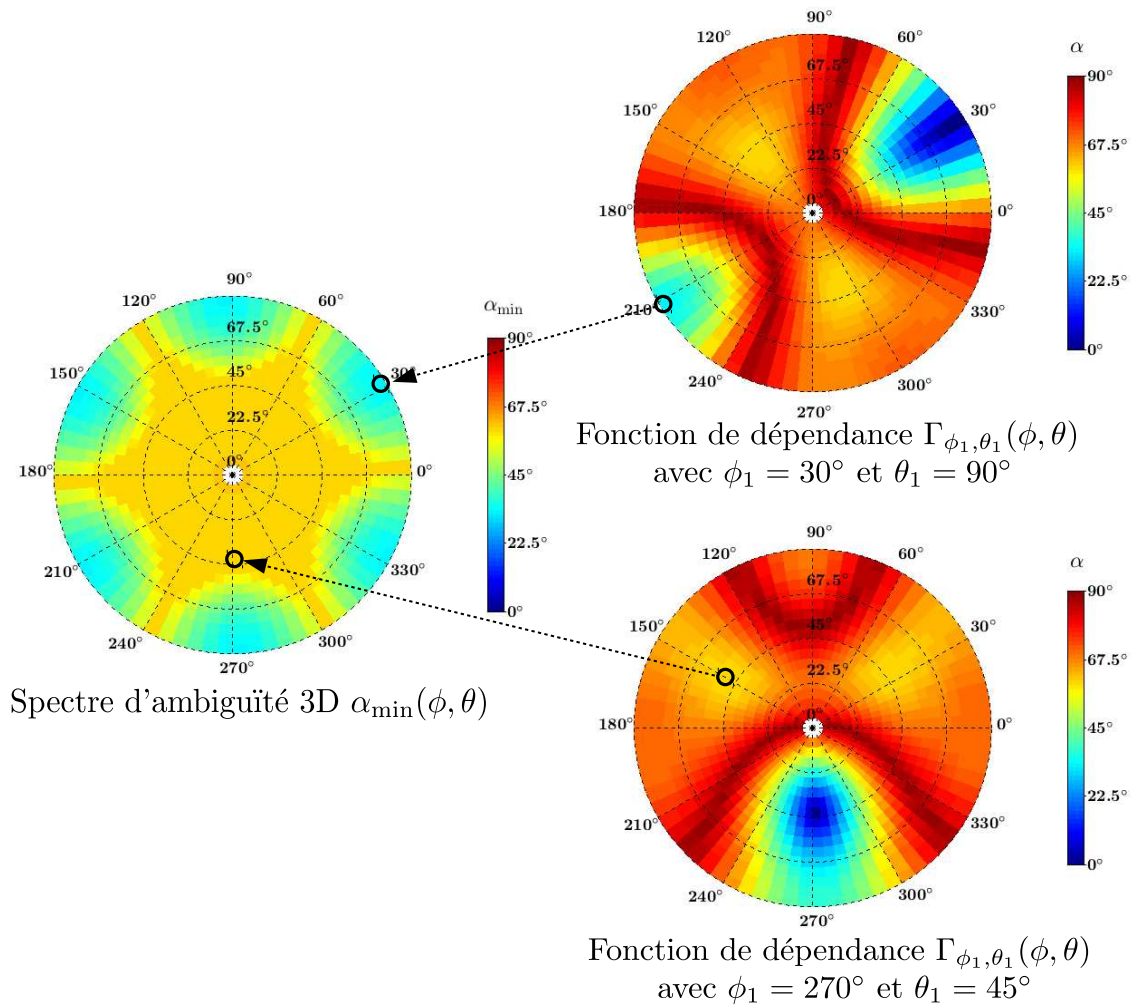


FIGURE II.16 – Illustration de l'extraction des α minimaux des fonctions d'ambiguïté pour établir le spectre d'ambiguïté 3D, exemple à $(\phi = 30^\circ, \theta = 90^\circ)$ et $(\phi = 270^\circ, \theta = 45^\circ)$.

4 Antennes vectorielles à composantes limitées

Lorsque les antennes de goniométrie sont intégrées sur ou proche d'un porteur ayant des surfaces conductrices, la mesure des six composantes du champ EM peut être altérée. Afin de s'affranchir des éventuelles perturbations causées par la présence d'une structure porteuse, une plaque métallique est utilisée comme support d'antennes. Elle permet d'atténuer le rayonnement en dessous du support, là où se situe le porteur. Cependant, l'utilisation d'un tel support limite le nombre de composantes du champ EM pouvant être mesurées.

4.1 Antennes vectorielles à trois composantes

En positionnant l'antenne vectorielle sur un support métallique dans le plan Oxy , les éléments rayonnants E_x , E_y et H_z sont court-circuités empêchant ainsi la mesure des composantes du champ associées. L'antenne est donc constituée de seulement trois éléments : E_z , H_x et H_y , qui peuvent être considérés comme un monopôle pour le capteur électrique E_z et de deux demi-boucles électriques pour les capteurs magnétiques H_x et H_y . Cependant, des études ont montré que la mesure de seulement trois composantes du champ EM était suffisante pour estimer la direction d'arrivée d'une onde EM incidente [47, 87, 88, 89, 90, 91]. Des réalisations d'antennes à seulement trois éléments, appliquées à la goniométrie sont présentées dans [46, 47]. La figure II.17 illustre l'antenne à trois éléments colocalisés, positionnés sur une plaque métallique circulaire, constituée d'un monopôle électrique mesurant la composante en z du champ électrique et noté E_z et de deux demi-boucles électriques mesurant les composantes x et y du champ magnétique et notées respectivement H_x et H_y .

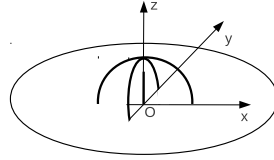


FIGURE II.17 – Topologie de l'antenne à trois éléments colocalisés sur un support métallique circulaire.

A partir de cette antenne, le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta)$ devient :

$$\begin{bmatrix} a_{E_z}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_x}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \\ a_{H_y}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta & 0 \\ -\sin \phi & -\cos \phi \cos \theta \\ \cos \phi & -\sin \phi \cos \theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \sin \gamma e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

En développant (II.66) pour une polarisation verticale et horizontale, c'est-à-dire TM_z ($\eta = 0$ et $\gamma = 0$) et TE_z ($\eta = 0$ et $\gamma = \frac{\pi}{2}$) selon l'axe z , on obtient :

$$\mathbf{d}^{\text{TE}_z}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\cos \phi \cos \theta \\ -\sin \phi \cos \theta \end{bmatrix} \odot \mathbf{T}(\phi, \theta) \quad (\text{II.67})$$

$$\mathbf{d}^{\text{TM}_z}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin \phi \\ \cos \phi \end{bmatrix} \odot \mathbf{T}(\phi, \theta) \quad (\text{II.68})$$

$\mathbf{d}^{\text{TE}_z}(\phi, \theta)$ et $\mathbf{d}^{\text{TM}_z}(\phi, \theta)$ désignent respectivement le vecteur de direction de l'antenne vectorielle à trois éléments E_z , H_x et H_y en polarisation TE_z et TM_z .

En polarisation TE_z (II.67), seules les deux composantes du champ magnétique varient en fonction de ϕ et θ . La composante du champ électrique mesurée E_z est nulle quelque soit la direction

d'arrivée. La variation de H_x et H_y en site est identique ce qui empêche l'estimation de θ (radiogoniométrie 2D).

En polarisation TM_z (II.68), on observe une diversité d'amplitude sur les trois composantes du champ EM en fonction de ϕ et θ . L'amplitude de la composante électrique varie en fonction de θ et celles des deux composantes magnétiques en fonction de ϕ . Ainsi, l'angle en azimut est déterminé par le rapport entre les deux composantes x et y du champ magnétique et l'angle en site est déterminé par le rapport entre le champ électrique mesuré et le champ magnétique total calculé à partir des deux composantes horizontales, dans l'hypothèse d'un champ incident ayant le caractère d'une onde plane.

On en conclut que la réduction du nombre de composantes limite, pour une couverture angulaire 3D, l'estimation de direction d'arrivée aux signaux ayant une polarisation TM_z .

4.2 Adaptation de la technique DHS

L'ajout d'un support métallique modifie la répartition des modes sphériques. Par conséquent, le traitement doit être adapté et l'opérateur C^+ ajusté à cette nouvelle antenne en sélectionnant judicieusement les harmoniques sphériques significatives, contribuant au rayonnement des trois capteurs. Nous avons donc calculé les répartitions d'amplitudes N^{TE_r} et N^{TM_r} , selon la relation (II.51), sans et avec un support de taille infinie (cf. figure II.18 et figure II.19).

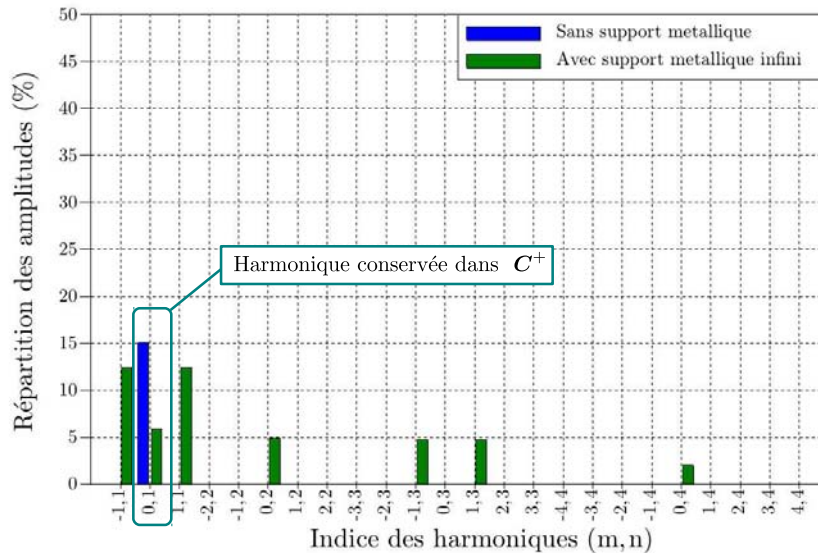


FIGURE II.18 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ E avec (vert) et sans (bleu) support métallique.

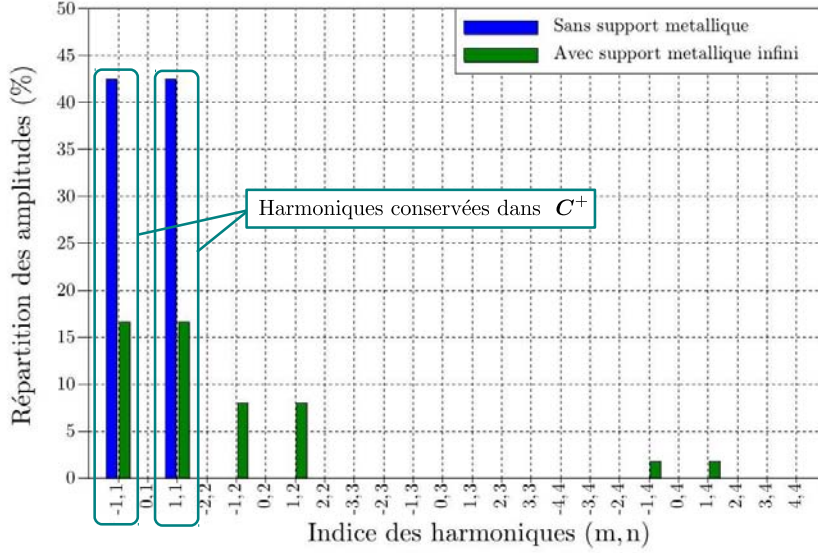


FIGURE II.19 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ \mathbf{H} avec (vert) et sans (bleu) support métallique.

Sans support métallique, seules les harmoniques $s_{0,1}^{\text{TM}_{r,+}}$, $s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+}}$ et $s_{1,1}^{\text{TE}_{r,+}}$ rayonnent. Le mode sphérique rayonné est celui du 1^{er} ordre (mode fondamental $N_s = 1$). En revanche, en présence d'un support métallique de taille infinie, des harmoniques d'ordre supérieur contribuent au rayonnement du champ électromagnétique. Ces harmoniques permettent, en combinant le champ EM qui leur est associé à celui du mode fondamental, d'annuler le champ rayonné en dessous du support métallique. Par conséquent, ces modes ne sont pas nécessaires pour la recombinaison du champ EM incident dans la partie supérieure au support. Ainsi l'opérateur \mathbf{C}^+ est ajusté en ne conservant que les coefficients $s_{-1,1}^{\text{TE}_{r,+}}$, $s_{0,1}^{\text{TM}_{r,+}}$ et $s_{1,1}^{\text{TE}_{r,+}}$.

L'estimation par vecteur de Poynting n'est plus possible avec cette antenne à trois éléments en raison de la suppression des composantes E_x , E_y et H_z . Nous estimons donc directement la direction d'arrivée à partir de la réponse du vecteur de direction $\mathbf{d}^{\text{TM}_z}(\phi, \theta)$ (II.68), en considérant une onde localement plane, ce qui implique une relation de linéarité en \mathbf{E} et \mathbf{H} :

$$\begin{aligned}
 \phi &= \tan^{-1} \left(\frac{H_y}{H_x} \right) \text{ si } H_x \text{ et } E_z \text{ sont en phase} \\
 \phi &= \tan^{-1} \left(\frac{H_y}{H_x} \right) + \pi \text{ si } H_x \text{ et } E_z \text{ sont en opposition de phase} \\
 \theta &= \sin^{-1} \left(\frac{|E_z|}{\sqrt{(H_x^2 + H_y^2)\zeta}} \right)
 \end{aligned} \tag{II.69}$$

4.3 Adaptation de la technique MUSIC

L'impact sur le traitement MUSIC est minime. Seul le vecteur de direction est remplacé par celui de l'antenne à trois éléments, en polarisation TM_z (II.68), donnant la fonction MUSIC suivante :

$$f(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{d}^{TM_z}(\phi, \theta) \mathbf{E}_W^* \mathbf{E}_W \mathbf{d}^{TM_z*}(\phi, \theta)} \quad (\text{II.70})$$

4.4 Impact sur la précision d'estimation

La réduction du nombre de composantes limite le nombre d'échantillons mesurés et par conséquent modifie les performances d'estimation. Pour analyser et quantifier cette dégradation, nous calculons la borne de Cramer Rao des deux paramètres ϕ et θ , avec et sans réduction du nombre de composantes, en remplaçant dans (II.62), $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ par $\mathbf{d}^{TM_z}(\phi, \theta)$. Le détail du calcul est donné en annexe A.2.

La figure II.20 donne la valeur maximale de $BCR(\phi)$ et $BCR(\theta)$, pour une antenne à six éléments colocalisés, $\{E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z\}$, et pour une antenne à trois éléments colocalisés, $\{E_z, H_x, H_y\}$, en polarisation TM_z . La borne est évaluée dans l'ensemble du demi-espace 3D, excepté à $\theta = 90^\circ$ pour l'antenne à trois éléments en raison d'une singularité de la borne de Cramer Rao, causée par une variation locale nulle du champ électrique mesuré (cf. annexe A.2).

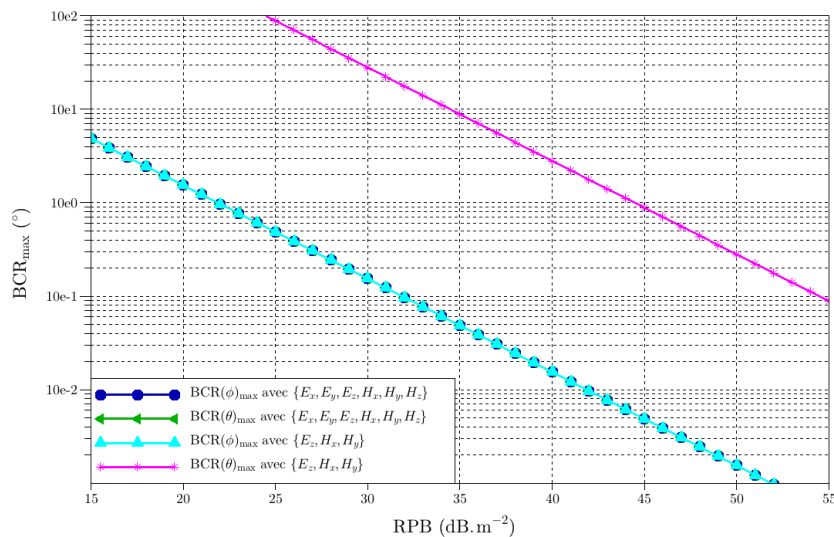


FIGURE II.20 – $BCR(\phi)$ et $BCR(\theta)$ maximales dans le demi-espace 3D, à partir d'une antenne vectorielle à six éléments colocalisés et à trois éléments colocalisés, en polarisation TM_z .

En polarisation TM_z , la précision d'estimation de l'angle ϕ est identique pour les deux antennes. En effet, à partir de (II.68), on constate que la composante H_z est nulle. Ainsi, sa suppression ne modifie en rien les performances d'estimation. Cependant, on observe une dégradation de la précision d'estimation de l'angle θ . A précision égale, le RPB est supérieur de 22.5dB à celui de l'antenne à six éléments. Cela équivaut à une dégradation de 22.5dB sur la sensibilité. Les capteurs étant colocalisés, ce critère peut être appliqué à la technique DHS.

Cette augmentation de l'erreur est causée par le manque de variation en site des composantes du vecteur $\mathbf{d}^{TM_z}(\phi, \theta)$ lorsque $\theta \rightarrow 90^\circ$. D'après (II.68), dans le cas de capteurs colocalisés, seule l'amplitude de la composante mesurée du champ électrique varie en fonction de θ . Pour analyser sa variation en θ , nous calculons la puissance normalisée P_a^N , exprimée en décibel, en sortie du monopôle électrique dans le plan E (Oxz) :

$$P_a^N(\theta) = 20 \log \left(\frac{|\mathbf{d}^{TM_z,1}(\theta)|}{|(\mathbf{d}^{TM_z,1}(\theta))|_{\max}} \right) \quad (\text{II.71})$$

avec $\mathbf{d}^{TM_z,i}$ correspondant à la $i^{\text{ème}}$ composante du vecteur \mathbf{d}^{TM_z} . La figure II.21 donne $P_a^N(\theta)$.

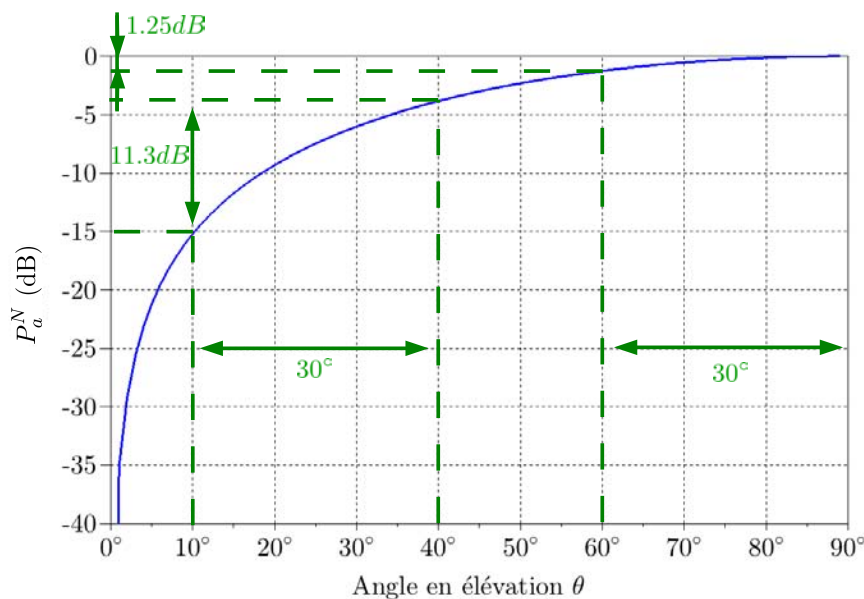


FIGURE II.21 – Puissance normalisée en sortie du monopôle électrique dans le plan E (Oxz).

La puissance en sortie du monopôle électrique varie en $\sin^2 \theta$. Ainsi, de $\theta = 60^\circ$ à $\theta = 90^\circ$, la dynamique de puissance est de 1.25dB contre 11.3dB entre $\theta = 10^\circ$ et $\theta = 40^\circ$ (cf. figure II.21). Par conséquent, l'estimation sera plus sensible aux variations d'amplitude causées par le bruit pour des angles en site proches de $\theta = 90^\circ$ que pour des angles en site plus faibles.

Pour vérifier ces résultats, nous simulons l'estimation de direction d'arrivée avec les deux techniques de traitement précédemment introduites, à partir des deux topologies d'antennes, avec

des capteurs non couplés positionnés sur un support métallique infini. Quatre directions d'arrivée sont choisies arbitrairement pour ces simulations : $(\phi = 55^\circ, \theta = 20^\circ)$, $(\phi = 95^\circ, \theta = 40^\circ)$, $(\phi = 130^\circ, \theta = 60^\circ)$ et $(\phi = 45^\circ, \theta = 80^\circ)$. L'estimation est réalisée pour un $\text{RPB}=40\text{dB.m}^{-2}$, pour $N=100$ observations par estimation et $L = 20$ estimations par direction d'arrivée afin de calculer une erreur angulaire RMS. Les tableaux II.1 et II.2 donnent respectivement les erreurs d'estimation en site, en azimut et la distance angulaire de l'erreur pour chaque direction d'arrivée avec l'approche DHS et l'algorithme MUSIC.

ϕ	θ	$\Delta_{\theta\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{\phi\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$ Ref
55°	20°	0.57°	0.57°	0.79°	0.92°
95°	40°	0.83°	0.87°	1°	0.95°
130°	60°	2.03°	0.71°	2.12°	0.95°
45°	80°	5.49°	0.70°	5.53°	0.75°

TABLE II.1 – Erreur d'estimation RMS en azimut $\Delta_{\phi\text{RMS}}(\phi, \theta)$, en site $\Delta_{\theta\text{RMS}}(\phi, \theta)$ et la distance angulaire de l'erreur angulaire $\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$ de l'antenne théorique à trois éléments avec le traitement DHS et $\text{RPB}=40\text{dB.m}^{-2}$, $N = 100$ et $L = 20$.

ϕ	θ	$\Delta_{\theta\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{\phi\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$	$\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$ Ref
55°	20°	0.89°	0.80°	0.93°	0.87°
95°	40°	0.81°	0.67°	0.99°	0.77°
130°	60°	1.77°	0.74°	0.86°	0.87°
45°	80°	5.39°	0.60°	5.40°	0.94°

TABLE II.2 – Erreur d'estimation RMS en azimut $\Delta_{\phi\text{RMS}}(\phi, \theta)$, en site $\Delta_{\theta\text{RMS}}(\phi, \theta)$ et la distance angulaire de l'erreur RMS $\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$ de l'antenne théorique à trois éléments avec le traitement MUSIC et $\text{RPB}=40\text{dB.m}^{-2}$, $N = 100$ et $L = 20$.

Avec un nombre réduit de capteurs, une dégradation de la précision d'estimation est observée, quelque soit le traitement utilisé, pour des directions d'arrivée ayant un angle en site proche de $\theta = 90^\circ$. La distance angulaire de l'erreur d'estimation RMS est de $\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta) = 5.53^\circ$ avec l'approche DHS et $\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta) = 5.4^\circ$ avec l'algorithme MUSIC. En comparant les erreurs obtenues en site et en azimut, on constate que seule l'estimation de l'angle θ est dégradée. Ces résultats confirment les performances obtenues par le calcul de la borne de Cramer Rao et montrent que les performances obtenues avec les deux techniques, DHS et MUSIC, sont équivalentes.

5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, le principe général des antennes vectorielles ainsi que les principales techniques de conception d'antennes multibandes ont été rappelés. Un modèle d'observation général a ensuite été introduit et développé pour le cas spécifique d'une antenne vectorielle composée de six dipôles élémentaires.

Deux techniques de traitement adaptées à ce modèle ont ensuite été présentées.

La première, nommée DHS, est basée sur l'estimation par calcul du vecteur de Poynting. Elle permet de recomposer le champ EM incident à partir des observations mesurées, à l'aide de la décomposition en harmoniques sphériques du rayonnement de chaque capteur. L'intérêt de cette technique est qu'elle permet de prendre en compte les éventuels effets de couplage inter-capteurs et qu'elle est adaptée à l'utilisation d'antennes compactes. En effet, une étude paramétrique en fonction de la taille de l'antenne et de la répartition des éléments, a montré que cette approche offre une meilleure précision d'estimation pour des solutions d'antennes compactes en raison de la limitation des modes sphériques pouvant être pris en compte. En présence d'une répartition spatiale des éléments, cet estimateur devient biaisé. Nous avons donc établi un critère, permettant d'évaluer l'efficacité des antennes vectorielles utilisant cette approche.

La deuxième technique à être présentée est l'algorithme MUSIC. Son principe de fonctionnement, basé sur la décomposition en sous espaces, a été rappelé. Des études ont montré que la combinaison de la diversité de polarisation avec la diversité spatiale permettait d'améliorer les performances d'estimation [45, 81, 82]. Nous avons validé cette amélioration en implémentant la borne de Cramer Rao des deux paramètres ϕ et θ pour deux topologies d'antennes vectorielles à six éléments colocalisés et spatialement répartis. Contrairement à la méthode DHS, nous avons constaté que plus la taille de l'antenne est importante, meilleure est la précision d'estimation (si aucune ambiguïté angulaire n'est présente). En plus de l'estimation de direction d'arrivée, cet algorithme peut être utilisé pour estimer la polarisation des ondes incidentes. Cependant, dans ce cas, le coût de calcul et la demande en ressources mémoire augmentent fortement [80].

Les antennes vectorielles à composantes limitées ont ensuite été introduites en vue de réduire les perturbations de rayonnement causées par un éventuel porteur. Une architecture composée de seulement trois éléments, un monopôle électrique et deux demi-boucles électriques a été proposée. Cette réduction du nombre de composantes restreint l'estimation, pour une couverture angulaire 3D, aux ondes polarisées TM_z . De plus, le traitement DHS doivent être adapté pour sélectionner judicieusement les harmoniques sphériques contribuant au rayonnement de chaque capteur. En revanche, très peu de modifications sont à prévoir pour l'algorithme MUSIC. La précision d'estimation avant et après réduction du nombre de composantes est évaluée par le calcul des bornes de Cramer Rao et par des simulations théoriques avec ces deux techniques de traitement. Les résultats montrent une dégradation des performances pour des directions proches de $\theta = 90^\circ$ en raison du manque de dynamique sur le champ électrique mesuré dans cette zone angulaire. Cette dégradation est observée pour les deux techniques, qui fournissent une précision d'estimation similaire, de l'ordre de 5° avec un $RPB=40dB.m^{-2}$.

Chapitre III

Choix du traitement d'antennes vectorielles à composantes limitées

En vue de valider les concepts théoriques précédemment présentés, une première topologie d'antennes, basée sur l'antenne vectorielle à trois composantes, est proposée dans ce chapitre. Elle est composée d'un capteur électrique et de deux capteurs magnétiques permettant d'estimer la direction d'arrivée d'ondes transverses magnétiques dans l'ensemble du demi-espace 3D.

Dans un premier temps, les capteurs sont colocalisés afin de réduire l'encombrement de l'antenne. Sa précision d'estimation est évaluée par simulation numérique au travers des deux techniques de traitement précédemment présentées, à savoir la technique DHS et MUSIC. Les résultats fournis par ces deux algorithmes sont analysés puis comparés. Un prototype est ensuite réalisé pour valider expérimentalement l'approche par simulation. Des mesures sont donc effectuées en chambre anéchoïque et les performances obtenues sont comparées à celles simulées. A l'issue de cette première étude, l'algorithme de goniométrie fournissant la meilleure précision d'estimation, parmi les deux techniques implémentées, est sélectionné pour la suite de l'étude.

Dans un second temps, la diversité spatiale est rajoutée à la diversité de polarisation en séparant spatialement les éléments rayonnants de l'antenne dans le but d'améliorer les performances d'estimation. Une analyse du risque d'ambiguïtés détermine les nouvelles dimensions de l'antenne. Cette amélioration est quantifiée par simulation numérique. Deux supports d'antennes de taille différente sont modélisés afin d'analyser l'impact du porteur sur la précision d'estimation.

1 Développement d'une antenne vectorielle à trois capteurs colocalisés

Nous avons tout d'abord développé une première antenne vectorielle, que nous nommons antenne Cloc, afin de valider les concepts théoriques étudiés dans le chapitre précédent. Cette antenne est basée sur la mesure de seulement trois composantes du champ EM. Elle est composée de trois capteurs colocalisés : un capteur, noté E_z , mesurant la composante en z du champ électrique et deux capteurs, notés H_x et H_y , mesurant respectivement la composante en x et y du champ magnétique. Nous avons dimensionné cette antenne pour une fréquence opérationnelle de 2800MHz, fréquence arbitrairement fixée, avec une impédance d'entrée de 50Ω . La figure III.1 donne une vue d'ensemble de l'antenne Cloc.

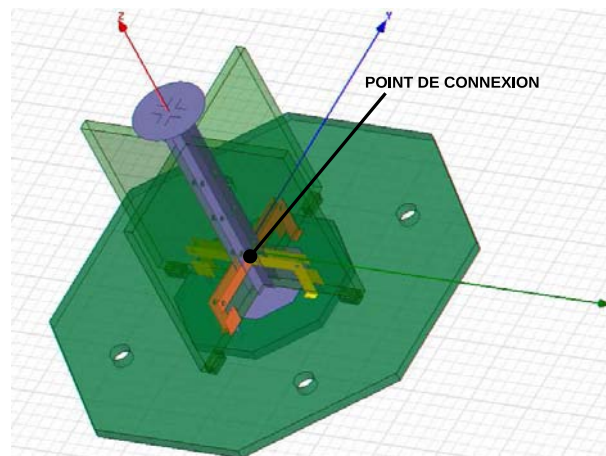


FIGURE III.1 – Vue d'ensemble de l'antenne Cloc - trois éléments rayonnants colocalisés : deux demi-boucles chargées et un monopôle.

1.1 Dimensions de l'antenne

Les capteurs électrique et magnétiques sont des structures planaires, imprimées sur un substrat epoxy FR4 double face d'une épaisseur de 1.5mm, ayant une permittivité $\epsilon_r = 3.55$ et des pertes diélectriques $\tan\delta = 0.02$. Le tableau III.1 et la figure III.2 donnent les dimensions de l'antenne Cloc.

a	6.74mm	c_1	3mm	d_1	0.8mm	e	11mm	g	13.4mm	i	60mm
b	20mm	c_2	3mm	d_2	2mm	f	36.5mm	h	25mm		

TABLE III.1 – Dimensions de l'antenne Cloc.

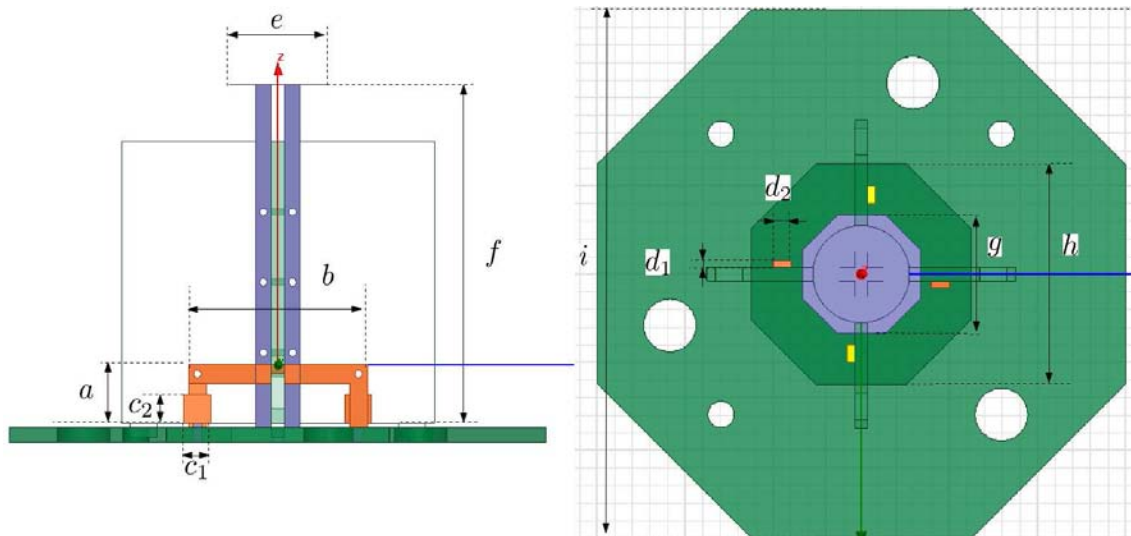


FIGURE III.2 – Antenne Cloc à trois éléments rayonnants colocalisés.

Cette antenne est positionnée sur un support octogonal métallique (non représenté sur la figure III.2) d'un diamètre de 2.8λ , avec λ étant la longueur d'onde, soit 300mm.

1.2 Les capteurs électrique et magnétiques

L'antenne est constituée d'un capteur électrique orienté le long de l'axe z et de deux capteurs magnétiques orthogonaux orientés le long de l'axe x et y . Ces trois capteurs sont colocalisés au centre du support octogonal. Par conséquent, ils sont connectés entre eux en un point, appelé point de connexion sur la figure III.1. Cette connexion doit être prise en compte lors du développement des éléments rayonnants car leurs propriétés électriques et radiatives vont dépendre de celles des deux autres capteurs.

1.2.a Les capteurs magnétiques

Les capteurs magnétiques sont des demi-boucles chargées à double accès. L'utilisation de ses antennes est justifiée par leurs faibles encombrement mais aussi par la conservation d'une directivité symétrique [92] réduisant ainsi les coefficients des harmoniques d'ordre supérieur relatives au mode fondamental. La figure III.3 montre un schéma de fonctionnement de l'antenne demi-boucle à double accès.

La particularité de cette antenne est sa double excitation en opposition de phase, une à chaque extrémité, dont l'intérêt principal est de favoriser un fonctionnement monomodal avec une distribution uniforme des courants pour garantir la symétrie du rayonnement. Deux effets capacitifs sont aussi présents sur chaque extrémité de l'antenne. Le premier, réalisé au travers d'une capacité série, permet d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne tandis que le second, réalisé

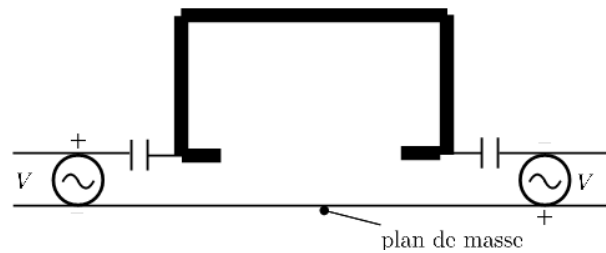


FIGURE III.3 – Schéma de fonctionnement du capteur magnétique.

par couplage entre le plan de masse sous l'antenne et la structure rayonnante, a pour effet de charger la demi-boucle de façon à régler sa fréquence de résonance.

La figure III.4 donne le schéma de réalisation du capteur magnétique.

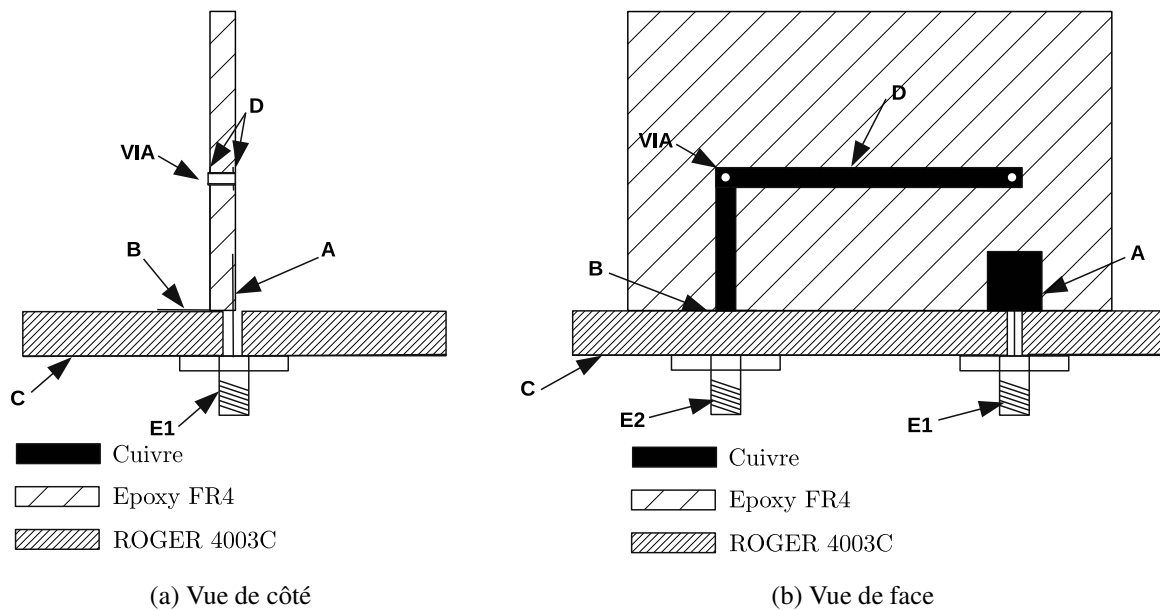


FIGURE III.4 – Schéma de réalisation du capteur magnétique.

Dans notre cas, il s'agit d'une antenne planaire, imprimée sur un substrat en epoxy FR4 double face. Une moitié de la demi-boucle est imprimée sur la face avant du diélectrique, comme illustré en figure III.4b, tandis que l'autre moitié est positionnée sur la face arrière de façon symétrique. Deux via-holes (trous de raccordement) permettent de connecter les deux structures rayonnantes imprimées sur chaque face du substrat. La double excitation en opposition de phase est réalisée aux deux extrémités, au travers de deux connecteurs SMA notés E1 et E2. Les deux effets capacitifs sont ajoutés sur chacune des extrémités de l'antenne. Le premier est réalisé au travers du couplage entre une pastille conductrice B, connectée à la structure rayonnante D, et

une plaque métallique notée C. Le second est réalisé entre la plaque A connectée à E1 et la structure rayonnante de la demi-boucle D.

1.2.b Le capteur électrique

La figure III.5 montre le schéma de fonctionnement du capteur électrique.

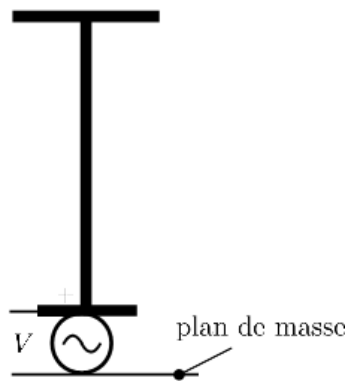


FIGURE III.5 – Schéma de fonctionnement du capteur électrique.

D'une longueur théorique de $\lambda/4$, il s'agit d'un simple monopôle électrique. En vue de fabriquer un prototype, un toit capacitif est ajouté pour ajuster la longueur électrique de la structure rayonnante si nécessaire. La figure III.6 donne le schéma de réalisation pour l'antenne Cloc.

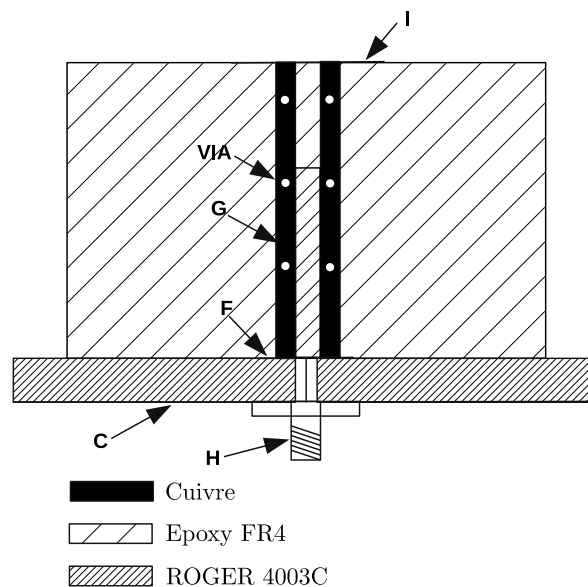


FIGURE III.6 – Schéma du capteur électrique.

Sur ce schéma, le toit capacitif est défini par I et la structure rayonnante principale par G. La connexion entre le capteur électrique et les deux demi-boucles modifie l'adaptation d'impédance en sur-couplant l'impédance d'entrée. Pour compenser cette désadaptation, un effet capacitif parallèle positionné en entrée du monopôle, est appliqué par couplage entre le disque de cuivre F et le plan de masse C. Le monopôle est imprimé sur un substrat en epoxy FR4 double face. Par conséquent, des via-holes (trous de raccordement) sont présents pour permettre de connecter les deux faces de la structure rayonnante.

1.3 Couplage entre capteurs

Le couplage entre capteurs est caractérisé en simulant les paramètres S sur chaque sortie de l'antenne vectorielle. Le tableau III.2 donne les coefficients de couplage entre les capteurs de l'antenne Cloc simulés à 2800MHz.

	Capteur E_z	Capteur H_x	Capteur H_y
Capteur E_z	X	-7.7	-7.7
Capteur H_x	-7.7	X	-14.7
Capteur H_y	-7.7	-14.7	X

TABLE III.2 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne Cloc à 2800MHz

On constate que le capteur électrique est fortement couplé aux capteurs magnétiques avec un couplage de -7.7dB. Ce couplage, qui aura une répercussion sur l'efficacité de l'antenne, est causé par la connexion des capteurs entre eux (cf. figure III.1).

1.4 Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de chaque capteur est évalué dans l'ensemble de l'espace au travers de simulations numériques. La figure III.7 donne le gain simulé de chaque capteur de l'antenne Cloc en polarisation TM_z , relative au repère de l'antenne vectorielle (cf. figure III.1), à 2800MHz.

Le diagramme de rayonnement du capteur électrique est omnidirectionnel en azimut. Cependant, contrairement au rayonnement d'un monopôle élémentaire théorique, on observe un gain nul (inférieur à -25dBi) à $\theta = 20^\circ \forall \phi$, créant ainsi deux lobes secondaires en site. L'origine de cette forte atténuation est liée à la présence du support métallique. Des ondes EM se propagent sur sa surface créant ainsi une diffraction par discontinuité d'impédance sur ses bords. Le champ diffracté, combiné à celui rayonné par le capteur électrique, vient générer des interférences destructives annulant le gain dans certaines directions. En plus de cet effet indésirable, le support octogonal provoque une augmentation du gain de l'ordre de 1.5dB tous les 45° en azimut à environ $\theta = 65^\circ$.

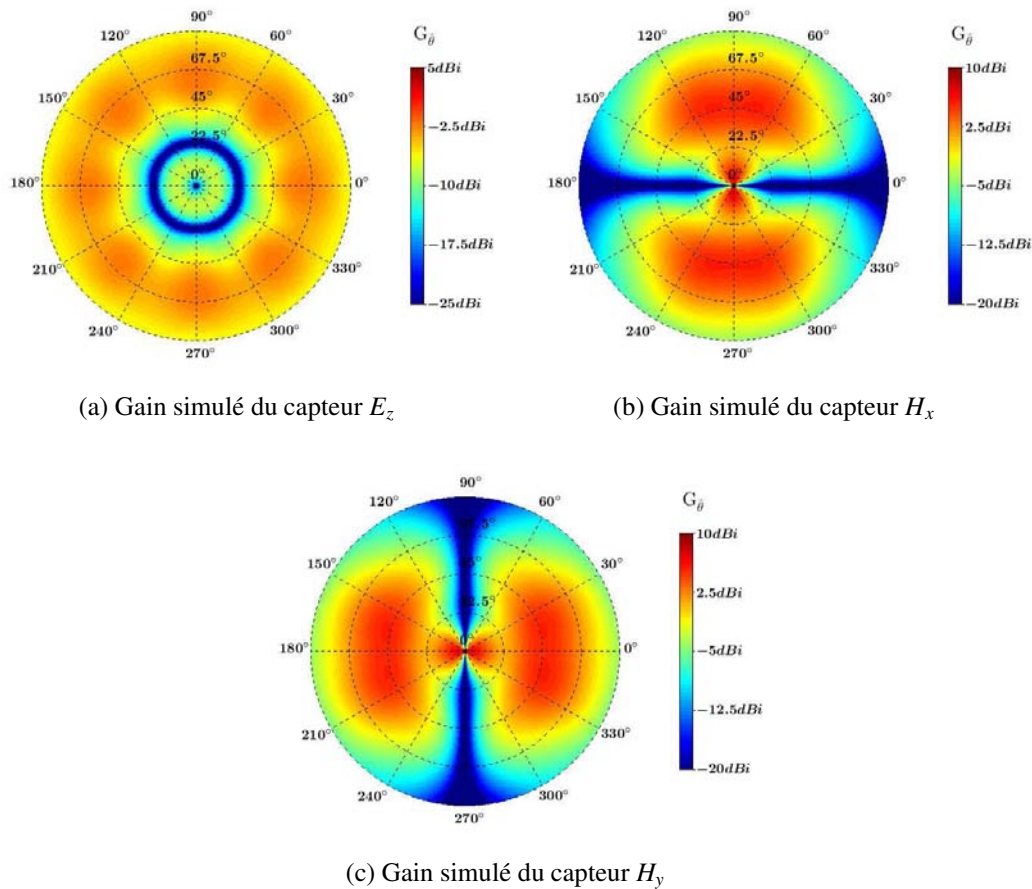


FIGURE III.7 – Gain simulé du capteur électrique E_z et des capteur magnétiques H_x et H_y de l'antenne Cloc en polarisation TM_z à 2800MHz.

En ce qui concerne le rayonnement des capteurs magnétiques, on observe des diagrammes symétriques en raison de la colocalisation des éléments mais aussi de la double excitation en opposition de phase des deux demi-boucles. On obtient donc un diagramme bidirectionnel en azimut. En site, on retrouve les effets de bord du support à $\theta = 90^\circ$ et $\theta = 20^\circ$ créant trois lobes. Le gain maximal simulé à 2800MHz pour chaque capteur de l'antenne Cloc, en prenant en compte l'adaptations d'impédance, est :

- pour le capteur E_z : -1.7dB
- pour le capteur H_x : 7.7dB
- pour le capteur H_y : 7.7dB.

Le gain du capteur électrique est faible à cause du fort couplage observé précédemment, entre le monopôle et les deux demi-boucles (cf. tab III.2), conduisant à une dissipation de la puissance fournie dans les charges connectées à chaque extrémité des capteurs magnétiques.

2 Simulation des performances d'estimation de l'antenne Cloc

Pour démontrer la faisabilité d'estimer la direction d'arrivée d'ondes TM_z dans le demi-espace 3D, à partir de la mesure de seulement trois composantes du champ EM, nous évaluons la précision d'estimation de l'antenne Cloc à l'aide des deux techniques de traitement précédemment présentées que sont les algorithmes DHS et MUSIC.

2.1 Conditions de l'estimation

L'estimation de direction d'arrivée est réalisée à partir de simulations numériques. La réception d'une onde plane incidente en polarisation TM_z , générant une densité de puissance P_r , est simulée dans chaque direction d'arrivée pour $\phi \in [0^\circ - 360^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\phi = 5^\circ$ et $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\theta = 5^\circ$. Pour chaque onde incidente, le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ correspondant en est extrait. Un bruit gaussien décorrélé, de puissance P_n , est ajouté aux échantillons simulés en sortie des capteurs, N fois, donnant ainsi un vecteur d'observation $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M,N}$. Ce vecteur est ensuite injecté dans l'algorithme de traitement. Dans ces simulations, la puissance de bruit est fixée à -111dBm correspondant à un facteur de bruit FB=10dB dans une bande passante $\Delta f=200$ kHz. Ces caractéristiques de réception sont définies en vue de comparer les performances obtenues avec celles de l'antenne développée par la suite, fonctionnant aux fréquences GSM. L'estimation de chaque direction d'arrivée est réitérée L fois dans le but de calculer une précision RMS.

Cette étude a pour but de valider la topologie d'antennes mais aussi de comparer les performances des deux techniques DHS et MUSIC. Par conséquent, l'antenne Cloc est évaluée à l'aide de ces deux algorithmes. Le tableau III.3 récapitule les conditions d'estimation définies pour l'évaluation de la précision d'estimation de l'antenne Cloc.

Algorithme	MUSIC & DHS
Couverture angulaire	$\phi \in [0^\circ ; 360^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 5^\circ$ $\Delta\theta = 5^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE III.3 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par simulation des performances de l'antenne Cloc

Pour prendre en compte les distorsions d'amplitude et de phase en sortie des capteurs, causées

par d'éventuelles perturbations de rayonnement liées à l'environnement proche de l'antenne, un étalonnage doit être réalisé. Plusieurs approches peuvent être utilisées [30, 93, 94, 95]. Néanmoins, la qualité de ces processus influe sur la précision d'estimation. C'est pourquoi, afin de ne caractériser que les performances liées à l'antenne et non celles liées à la méthode de calibration, nous décidons d'effectuer un étalonnage en utilisant directement les diagrammes de rayonnement simulés des capteurs. De ces diagrammes, on en déduit les vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ de référence utilisés dans MUSIC ou les coefficients des harmoniques sphériques sortantes pour la technique DHS.

2.2 Risque d'ambiguïtés

Avant d'évaluer la précision d'estimation, il est nécessaire de vérifier le risque d'ambiguïtés de l'estimation de direction d'arrivée dans l'ensemble du demi-espace 3D à partir d'une antenne à trois éléments colocalisés. Le spectre d'ambiguïtés 3D de l'antenne Cloc est donc évalué par calcul analytique dans le cas d'une antenne théorique composée de dipôles élémentaires sans effet de couplage et par simulation numérique dans le cas de l'antenne réaliste présentée dans cette étude. L'intérêt de confronter ces deux spectres est d'analyser l'impact d'une antenne réaliste (effets de couplage, perturbations de rayonnement, ...) sur le risque d'ambiguïtés. La figure III.8 donne les spectres d'ambiguïtés correspondant.

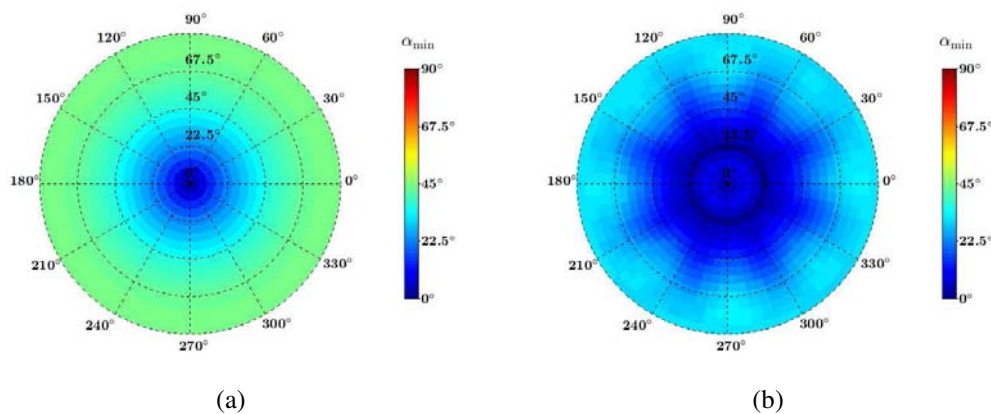


FIGURE III.8 – Spectres d'ambiguïtés 3D de l'antenne Cloc pour $d = 0$ obtenus par (a) calcul analytique et par (b) simulation numérique.

Sur le spectre théorique (cf. figure III.8a), on remarque une ambiguïté totale ($\alpha_{\min}=0^\circ$) à $\theta = 0^\circ$. Cette ambiguïté est causée par la singularité de l'estimation de l'angle ϕ à $\theta = 0^\circ$. Cependant, l'angle en azimut influe très peu sur la direction d'arrivée dans cette zone angulaire. On peut donc négliger cette ambiguïté qui n'impactera pas la précision d'estimation. Dans le reste de l'espace, aucune ambiguïté n'est observée.

En prenant en compte les diagrammes de rayonnement simulés, on constate que le risque d'ambiguïtés est plus important (cf. figure III.8b). L'atténuation du champ EM à $\theta = 20^\circ$, causée par les effets de bord du support métallique (cf. figure III.7), provoque une ambiguïté angulaire quelque soit ϕ . Cette ambiguïté pourra être confirmée par la suite avec le calcul de la précision d'estimation.

2.3 Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC

L'évaluation de la précision d'estimation est tout d'abord effectuée à l'aide de l'algorithme MUSIC et à partir des diagrammes de rayonnement issus des simulations EM. Elle est caractérisée pour deux densités de puissance incidente, arbitrairement fixées à $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ et $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$ et correspondant respectivement à un RPB= 46dB.m^{-2} et 41dB.m^{-2} . La figure III.17a donne l'erreur d'estimation RMS $\Delta_{a\text{RMS}}$ obtenue à partir des conditions données dans le tableau III.3. Les angles en site θ correspondent à l'axe radial tandis que l'axe circulaire représente les angles en azimut ϕ .

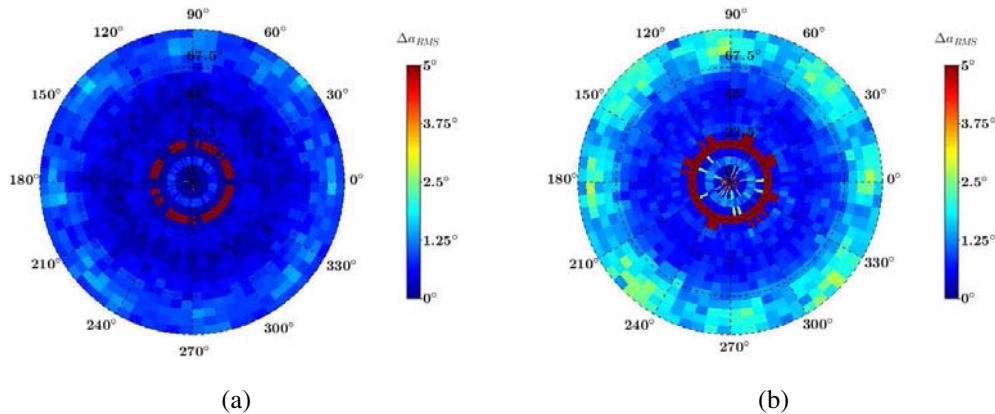


FIGURE III.9 – Erreur RMS $\Delta_{a\text{RMS}}(\phi, \theta)$ simulée de l'antenne Cloc obtenue à l'aide de MUSIC avec (a) $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ et (b) $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$.

Pour une densité de puissance $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$, l'estimation de direction d'arrivée est précise dans l'ensemble de l'espace ($\Delta_{a\text{RMS}} < 2.5^\circ$), excepté à $\theta = 20^\circ \forall \phi$ où l'on observe une erreur RMS de 30° provoquée par les ambiguïtés angulaires présentes dans ces directions (cf. figure III.8). Lorsque l'amplitude du champ incident décroît, par exemple pour $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$, on remarque que la précision d'estimation commence à se détériorer pour les angles en site proches de $\theta = 90^\circ$ sur l'ensemble des azimuts. En analysant séparément l'erreur angulaire en ϕ et θ (cf. figure III.10), on constate que cette dégradation est principalement présente sur l'estimation de l'angle en site. $\Delta_\theta(\phi, \theta)$ augmente en raison de la faible dynamique du champ électrique mesuré pour des angles θ proches de 90° , comme observé précédemment (cf. chapitre II), mais aussi en raison de l'atténuation du champ EM provoquée par le support métallique. En effet, les

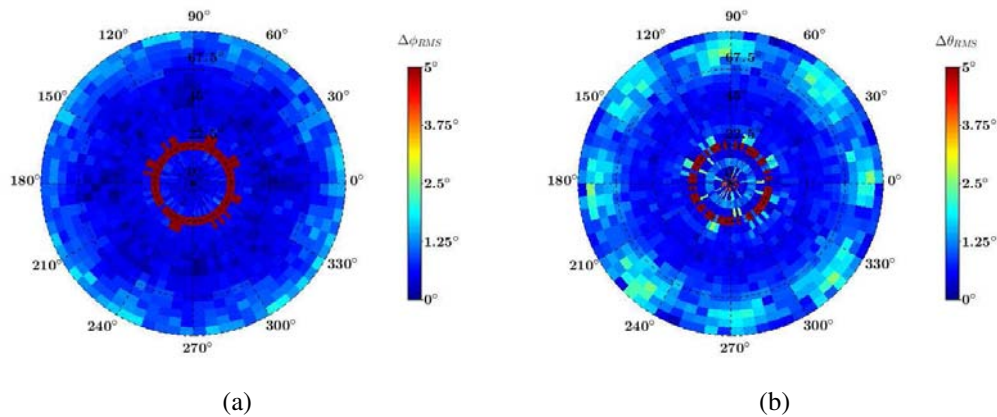


FIGURE III.10 – Erreur angulaire RMS simulée de l'antenne Cloc obtenue à l'aide de MUSIC avec $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$ en (a) azimut ($\Delta_\phi(\phi, \theta)$) et (b) en site ($\Delta_\theta(\phi, \theta)$).

diagrammes de rayonnement de chaque capteur (cf. figure III.7) montrent un affaiblissement du gain dans ces directions ce qui réduit le RSB sur chaque voie de réception et par conséquent augmente l'erreur d'estimation.

2.4 Précision d'estimation avec la technique de traitement DHS

La précision d'estimation est ensuite évaluée avec l'algorithme DHS (cf. figure III.11), en conservant les diagrammes de rayonnement simulés. Pour ces simulations, l'échelle de l'erreur est augmentée pour mieux visualiser les zones angulaires dans lesquelles l'estimation est perturbée.

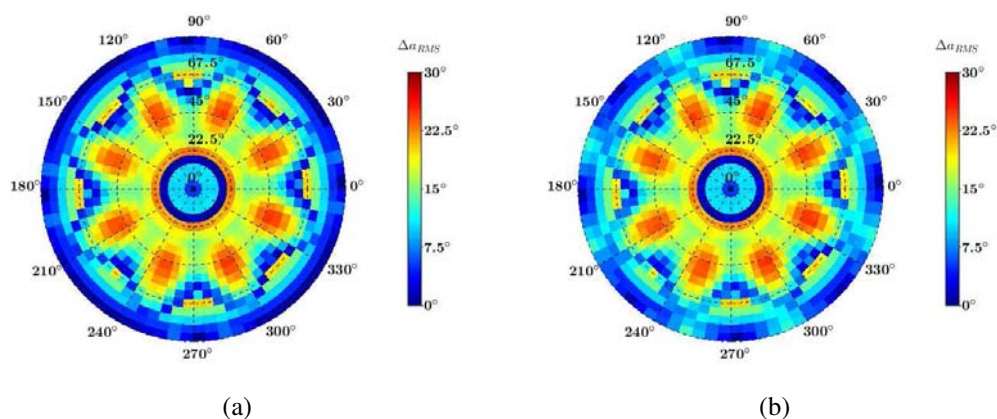


FIGURE III.11 – Erreur RMS $\Delta_\sigma_{RMS}(\phi, \theta)$ simulée de l'antenne Cloc obtenue à l'aide de l'algorithme DHS avec (a) $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ et (b) $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$.

Comme avec MUSIC, on retrouve une erreur importante à $\theta = 20^\circ$ en raison des ambiguïtés angulaires présentes dans ces directions. Cependant, pour le reste du demi-espace 3D, l'estimation est plus dégradée avec des erreurs RMS pouvant aller jusqu'à 25° contre 2.5° avec MUSIC, soit une dégradation de précision d'un facteur 10. Cette différence est directement liée au principe de fonctionnement de l'algorithme DHS. Pour analyser ces erreurs, nous traçons la répartition d'amplitude des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ E et H de l'antenne Cloc à partir de (II.51). Nous comparons ces répartitions d'amplitude à celles obtenues avec une antenne théorique idéale, composée de capteurs élémentaires non couplés, positionnés sur un support de taille infinie (cf. figure III.12 et figure III.13).

En présence des perturbations de rayonnement liées aux diffractions du champ sur le bord du support métallique, une partie de la puissance normalement portée par les harmoniques fondamentales se retrouve sur des harmoniques sphériques d'ordre supérieur. Ainsi, en plus de celles observées dans le cas de l'antenne idéale, contribuant à l'annulation du champ en dessous du support (cf. figure II.18 et figure II.19), des harmoniques sphériques d'ordre supérieur, initialement non rayonnées, se propagent. Pour les prendre en compte, un nombre suffisant de capteurs doit être utilisé [76]. Cependant, dans le cas de l'antenne Cloc, l'utilisation de seulement trois d'éléments rayonnants limite la couverture des harmoniques sphériques au mode fondamental. Ainsi, malgré l'utilisation des diagrammes de rayonnement issus de simulations EM pour effectuer la décomposition en harmoniques sphériques, les variations du rayonnement en comparaison avec ceux de dipôles élémentaires, ne peuvent être calibrées. C'est pourquoi, on retrouve des erreurs d'estimation là où les diagrammes de rayonnement sont altérés par le support métallique. On distingue nettement les effets de l'augmentation du gain tous les 45° à environ $\theta = 65^\circ$ (cf. figure III.7) sur l'erreur d'estimation en raison de la forme octogonale du support. En faisant varier la densité de puissance incidente (cf. figure III.14b), on constate que ces erreurs maximales sont du même ordre de grandeur ce qui démontre qu'elles sont indépendantes du RPB en sortie de l'antenne.

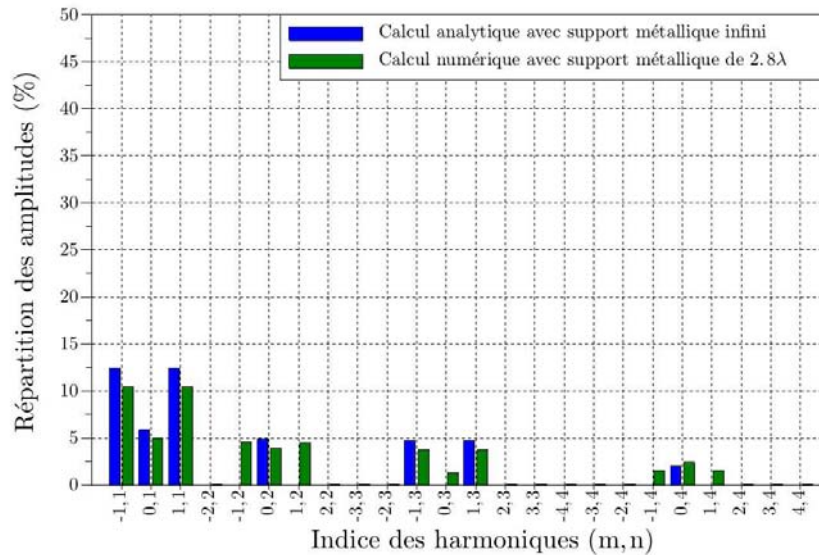


FIGURE III.12 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ E de l'antenne idéale (bleu) et de l'antenne Cloc.

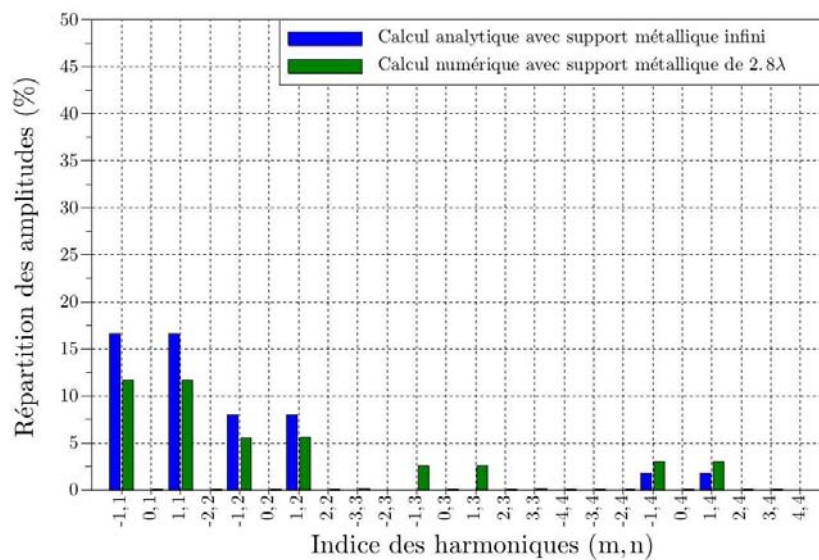


FIGURE III.13 – Répartition des amplitudes des harmoniques sphériques contribuant au rayonnement du champ H de l'antenne idéale (bleu) et de l'antenne Cloc.

En séparant l'erreur en ϕ et en θ , on remarque que la précision est principalement dégradée en θ (cf. III.14) avec une erreur RMS maximale de 7.3° en azimut et 25° en site. L'estimation en 2D (azimut seulement) est plus précise en raison de la symétrie entre les diagrammes de rayonnement des capteurs H_x et H_y qui est conservée.

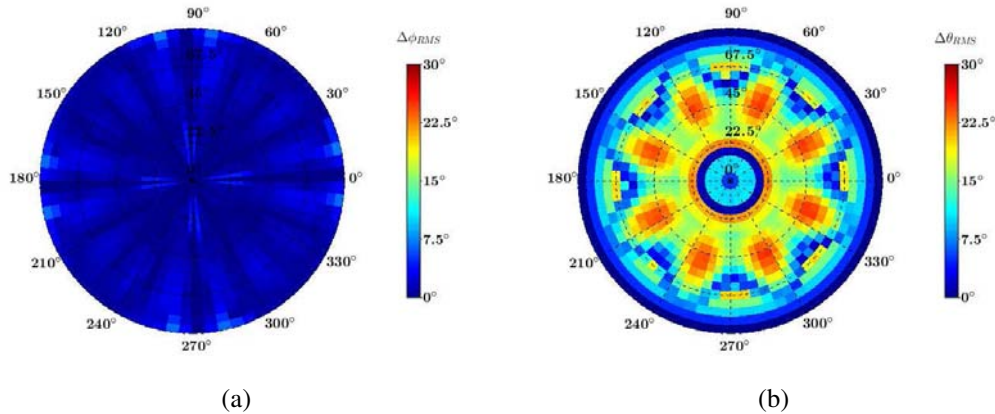


FIGURE III.14 – Erreur angulaire RMS simulée de l'antenne Cloc obtenue à l'aide de l'algorithme DHS avec $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ en (a) azimut ($\Delta\phi(\phi, \theta)$) et en (b) site ($\Delta\theta(\phi, \theta)$).

Pour améliorer la précision de θ , il faudrait augmenter le nombre de capteurs pour prendre en compte un plus grand nombre d'harmoniques sphériques. Cependant, l'augmentation du nombre d'éléments peut engendrer des couplages inter-capteurs. Il faut donc trouver un compromis entre le nombre d'éléments rayonnants et le couplage EM.

3 Mesure des performances d'estimation de l'antenne Cloc

Afin de valider expérimentalement les performances obtenues par simulation, un prototype de l'antenne Cloc est réalisé pour mesurer sa précision d'estimation à l'aide des deux techniques de traitement.

3.1 Réalisation d'un prototype

Un prototype est fabriqué en utilisant les dimensions fournies en figure III.2 et dans le tableau III.1. Comme en simulation, les substrats utilisés sont du FR4 epoxy sur lequel les structures rayonnantes sont imprimées et du ROGER 4003C comme support. La figure III.15 donne un aperçu du prototype réalisé.



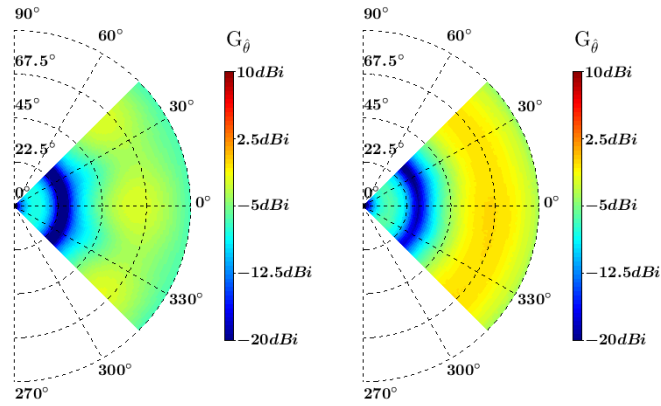
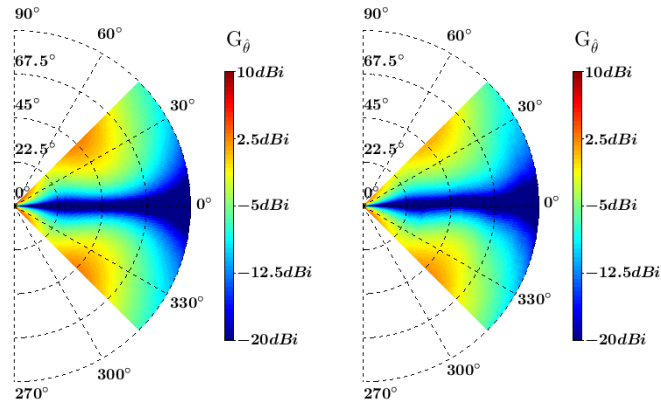
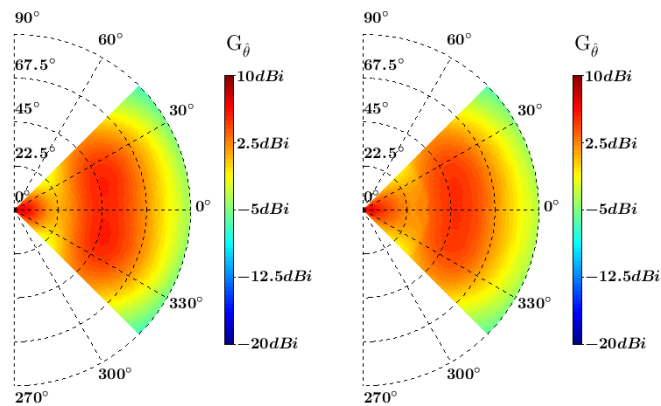
FIGURE III.15 – Prototype de l'antenne Cloc.

Pour valider cette réalisation, nous avons mesuré, dans une chambre anéchoïque du LAAS-CNRS décrite en annexe B, le gain de chaque capteur de l'antenne Cloc à 2800MHz que nous avons ensuite comparé à ceux simulés. La figure III.16 donne les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour seulement $\phi \in [315^\circ - 45^\circ]$ et $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$ en raison de la symétrie par rotation présente dans la géométrie de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement obtenus en mesure sont similaires à ceux obtenus en simulation. On note seulement une légère modification du rayonnement du capteur électrique E_z . L'augmentation du gain à $\theta = 65^\circ$ causée par la forme octogonale du support est plus uniforme en azimut avec le prototype qu'en simulation. Les valeurs maximales de gain pour chaque capteur dans cette zone de l'espace 3D, obtenues en simulation et en mesure, sont données dans le tableau III.4. On constate qu'elles sont très proches ce qui permet de valider les caractéristiques simulées de l'antenne Cloc.

Capteur	Gain max simulé (dBi)	Gain max mesuré (dBi)
E_z	-1.7	0.1
H_x	4.7	3.7
H_y	7.7	7.1

TABLE III.4 – Gain maximal simulé et mesuré de chaque capteur de l'antenne Cloc en polarisation TM_z à 2800MHz dans l'espace $\phi \in [315^\circ - 45^\circ]$ et $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$.

(a) Gain simulé du capteur E_z (b) Gain mesuré du capteur E_z (c) Gain simulé du capteur H_x (d) Gain mesuré du capteur H_x (e) Gain simulé du capteur H_y (f) Gain mesuré du capteur H_y FIGURE III.16 – Gain simulé et mesuré du capteur électrique E_z et des capteur magnétiques H_x et H_y de l'antenne Cloc en polarisation TM_z à 2800MHz.

3.2 Conditions d'estimation

La précision d'estimation est évaluée au travers des mesures réalisées dans la chambre anéchoïque du LAAS-CNRS. Ces mesures ont pour but de valider les performances obtenues par simulation numérique. Ainsi les mêmes conditions d'estimation sont utilisées. Seule la résolution angulaire en site est réduite à $\Delta\theta = 2^\circ$ en raison de la réduction de l'espace dans lequel les performances sont mesurées. Le tableau III.5 récapitule ces conditions.

Algorithme	MUSIC & DHS
Couverture angulaire	$\phi \in [-45^\circ ; 45^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 5^\circ$ $\Delta\theta = 2^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE III.5 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par mesure des performances de l'antenne Cloc

L'étalonnage du prototype est réalisé par la mesure du gain de chaque capteur aux fréquences d'estimation pour prendre en compte les perturbations de rayonnement dans le traitement MUSIC. Pour la méthode DHS, les diagrammes de rayonnement dans l'ensemble de l'espace n'ayant pas été mesurés, on ne peut pas en déduire les harmoniques sphériques correspondantes. Par conséquent, nous utilisons les diagrammes simulés comme données de calibration pour la technique DHS.

3.3 Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC

L'estimation est d'abord réalisée à l'aide de l'algorithme MUSIC. La figure III.17 donne la précision simulée et mesurée de l'antenne Cloc pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ afin de comparer les résultats obtenus.

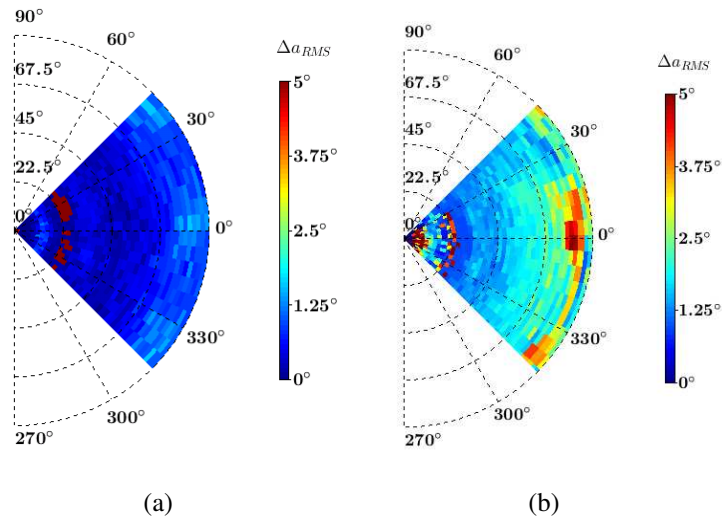


FIGURE III.17 – Erreur RMS $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ de l'antenne Cloc pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ obtenue à l'aide de l'algorithme MUSIC en (a) simulation et (b) en mesure.

Les erreurs angulaires présentes en simulation à $\phi = 315^\circ, 0^\circ$ et 45° pour $\theta \approx 90^\circ$, sont amplifiées en mesure, provoquant un biais maximal de 5° dans ces directions. Cette augmentation est due aux défauts de réalisation du prototype qui réduisent la robustesse de l'estimation. Pour le reste de l'espace, on retrouve bien les ambiguïtés angulaires à $\theta = 20^\circ$ provoquées par la présence du support métallique. Malgré ces défauts de réalisation, la mesure permet de valider les performances d'estimation obtenues à l'aide de MUSIC par simulation.

3.4 Précision d'estimation avec la technique de traitement DHS

La précision mesurée est ensuite évaluée à l'aide de l'algorithme DHS. La figure III.18 donne la précision obtenue en simulation et en mesure pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$.

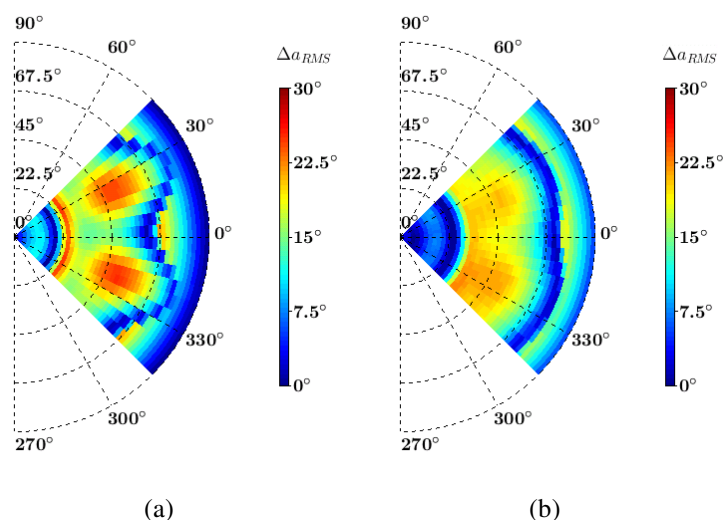


FIGURE III.18 – Erreur RMS $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ de l'antenne Cloc pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ obtenue à l'aide de l'algorithme DHS (a) en simulation et (b) en mesure.

La précision mesurée est cohérente avec celle simulée. On retrouve les erreurs d'estimation causées par les déformations du diagramme de rayonnement du capteur électrique. Ces erreurs sont moins importantes en mesure car la variation du gain provoquée par la forme octogonale du support métallique est moins prononcée (cf. figure III.16). Comme sur les résultats obtenus avec MUSIC, on observe une augmentation de l'erreur angulaire pour les directions proches de $\theta = 90^\circ$ à cause de certaines imprécisions lors de la réalisation du prototype.

Cette première étude a permis de démontrer la faisabilité d'estimer la direction d'arrivée d'une onde polarisée TM_z dans l'ensemble de l'espace 3D à partir de seulement trois composantes du champ EM. Les deux techniques de traitement, l'algorithme DHS et MUSIC, ont été utilisées pour caractériser la précision d'estimation de l'antenne Cloc. Cette caractérisation a montré que l'algorithme DHS était trop sensible aux variations de rayonnement et qu'avec seulement trois capteurs, l'erreur RMS peut atteindre 25° quelque soit le RPB en sortie de l'antenne. Toutes modifications des diagrammes de rayonnement entraînent de fortes erreurs d'estimation liées à la perte d'information portée par les harmoniques sphériques d'ordre supérieur, qui ne sont pas prises en compte. Une solution consisterait à augmenter le nombre de capteurs, cependant on perdrait l'intérêt de la colocalisation des éléments. Par conséquent, cette technique est écartée pour le reste de l'étude. Le traitement MUSIC est quant à lui plus robuste grâce à la prise en compte de l'ensemble des variations du rayonnement permettant d'obtenir des erreurs d'estimation RMS inférieures à 2.5° dans la quasi-totalité du demi-espace. Néanmoins, des effets de bord du support métallique créent des ambiguïtés angulaires $\theta = 20^\circ \forall \phi$.

4 Répartition spatiale des capteurs

De récentes études ont démontré l'amélioration des performances d'estimation en combinant la diversité de polarisation avec la diversité spatiale [45, 81]. En répartissant spatialement les éléments rayonnants, une phase spatiale en sortie des capteurs, comme indiqué dans l'expression analytique du vecteur de direction en (II.68), apporte une information supplémentaire sur la direction d'arrivée des ondes incidentes permettant ainsi d'améliorer la précision d'estimation. Nous allons utiliser cette approche pour améliorer les performances d'estimation obtenues avec l'antenne Cloc.

4.1 Topologie proposée

Une nouvelle antenne composée de trois capteurs spatialement répartis, que nous appelons antenne Dloc, est donc proposée. Basée sur l'antenne Cloc, ces éléments rayonnants, notés E_z , H_x et H_y , mesurent respectivement la composante en z du champ électrique et les composantes en x et y du champ magnétique. La figure III.19 illustre la topologie de l'antenne Dloc.

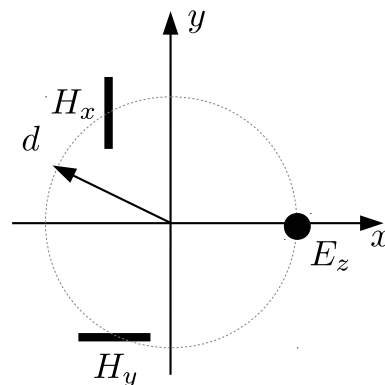


FIGURE III.19 – Topologie de l'antenne Dloc composée de trois capteurs spatialement distribués, notés E_z , H_x et H_y .

La contrainte de séparer les capteurs suivant une répartition planaire (éléments répartis sur le plan xy) est imposée afin de réduire la complexité et l'encombrement de l'antenne. Les éléments sont équidistants, séparés du centre de l'antenne, d'une distance notée d .

4.2 Analyse du risque d'ambiguïtés théorique

Une ambiguïté angulaire se produit si deux directions d'arrivée, suffisamment séparées dans l'espace, génèrent deux vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ colinéaires. Dans le cas d'une répartition spatiale des capteurs, la taille de l'antenne est un critère important qui influe sur l'apparition des

ambiguïtés [5, 14, 16, 96]. Plus les déphasages entre les éléments de l'antenne sont importants, c'est-à-dire plus d est grand, plus le risque d'ambiguïtés est élevé. On note d_{AMB} , la distance limite pour laquelle il n'y a aucune ambiguïté causée par la séparation spatiale des capteurs.

Afin d'évaluer d_{AMB} pour l'antenne Dloc, nous calculons le spectre d'ambiguïtés 3D théorique pour quatre distances $d \in [0 ; 0.3\lambda]$ avec un pas de 0.1λ (cf. figure III.20). Cette analyse ne prend en compte que les effets de la diversité spatiale et de la diversité de polarisation. Les hypothèses définies sont les suivantes : les capteurs électrique et magnétique sont considérés comme des dipôles élémentaires découplés et aucun support métallique n'est utilisé.

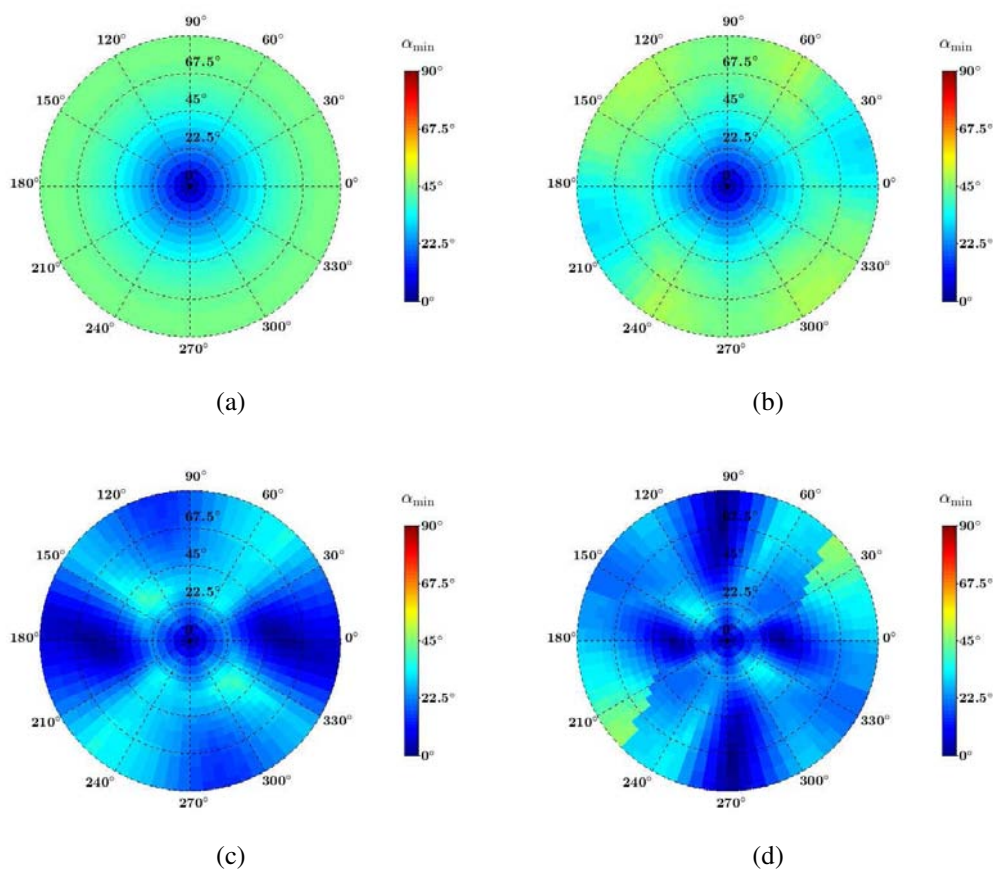


FIGURE III.20 – Spectres d'ambiguïtés 3D théoriques de l'antenne Dloc pour (a) $d = 0$, (b) $d = 0.1\lambda$, (c) $d = 0.2\lambda$ et (d) $d = 0.3\lambda$.

Comme pour l'antenne Cloc, on observe une ambiguïté angulaire à $\theta = 0^\circ$ causée par la singularité de l'estimation de l'angle en azimut présente dans cette direction. Pour le reste du demi-espace 3D, aucune ambiguïté n'est détectée jusqu'à $d = 0.2\lambda$, où deux zones ambiguës apparaissent, à savoir $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 180^\circ$. En analysant plus finement le risque d'ambiguïtés pour $d \in [0.1\lambda - 0.2\lambda]$, on obtient $d_{AMB} = 0.17\lambda$. Ainsi pour éviter toute estimation ambiguë

liée à la diversité spatiale des éléments de l'antenne, le critère suivant doit être respecté :

$$d < 0.17\lambda \quad (\text{III.1})$$

Une large distance d permet d'améliorer la précision d'estimation [45, 81, 82]. Cependant, on constate qu'à partir de $d = 0.17\lambda$ des ambiguïtés angulaires apparaissent. Nous avons donc fait un compromis entre le risque d'ambiguïtés et l'amélioration des performances d'estimation en fixant $d = 0.14\lambda$. Ce compromis permet de définir un seuil de protection face aux ambiguïtés qui peut varier en fonction du RPB et des erreurs de modélisation de l'antenne.

4.3 Calcul de la borne de Cramer Rao

Afin d'évaluer l'amélioration apportée par la répartition spatiale des capteurs, nous comparons la borne de Cramer Rao pour l'antenne Cloc ($d = 0$) et l'antenne Dloc ($d = 0.14\lambda$). La figure III.21 donne les bornes maximales calculées pour l'angle ϕ et θ dans l'ensemble du demi-espace 3D pour un RPB allant de 15dB.m^{-2} à 55dB.m^{-2} .

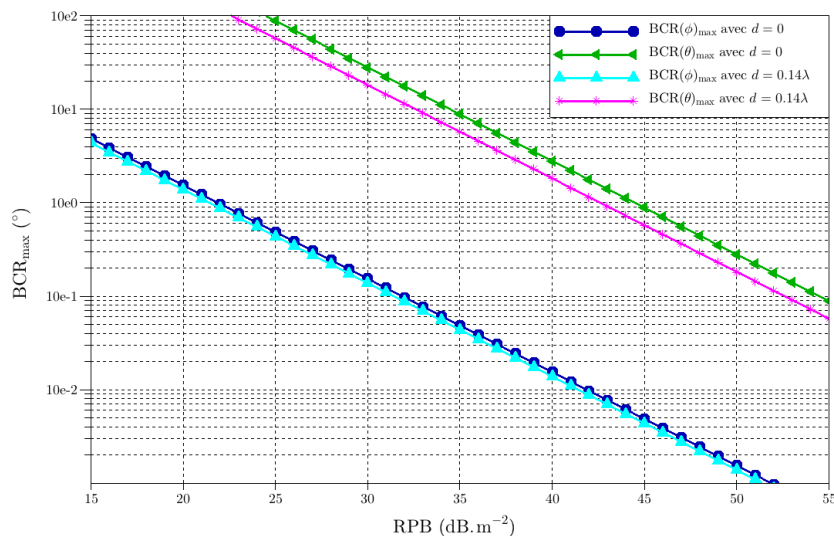


FIGURE III.21 – $\text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta)$ maximales obtenues dans l'ensemble du demi-espace 3D, à partir de l'antenne Cloc ($d = 0$) et de l'antenne Dloc ($d = 0.14\lambda$), en polarisation TM_z .

La comparaison de la précision théorique entre ces deux antennes, montre une amélioration de la précision d'estimation, surtout en θ , avec l'antenne Dloc qu'avec l'antenne Cloc. Pour une même précision, l'antenne Dloc permet de diminuer de 2dB le RPB pour l'estimation de θ . L'amélioration apportée par cette répartition spatiale sur l'estimation de ϕ , est quant à elle faible.

4.4 Dimensions de l'antenne

Les capteurs de l'antenne Dloc sont de même nature que ceux de l'antenne Cloc à savoir un monopôle pour le capteur électrique et deux demi-boucles chargées pour les capteurs magnétiques. Les dimensions des éléments ont été réajustées pour une fréquence de résonance de 2400MHz. L'effet capacitif à l'entrée du monopôle a été supprimé. Le tableau III.6 et la figure III.22 donnent les dimensions de l'antenne Dloc.

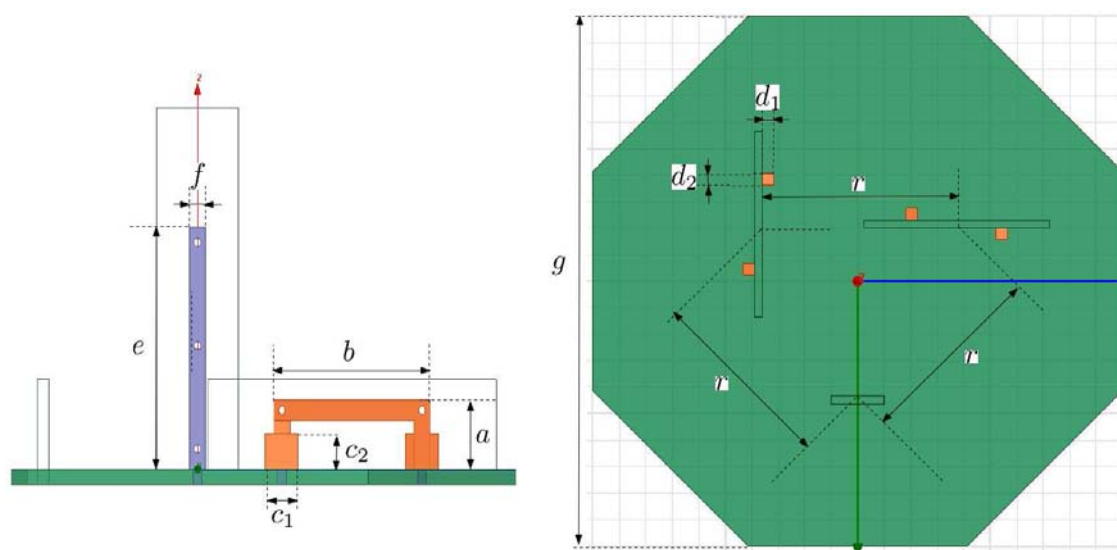


FIGURE III.22 – Antenne Dloc à trois éléments rayonnants spatialement répartis.

a	6.74mm	c_1	4mm	d_1	2.2mm	e	23.5mm	g	100mm
b	19mm	c_2	3.5mm	d_2	2.2mm	f	25mm	r	35mm

TABLE III.6 – Dimensions de l'antenne Dloc.

Comme pour l'antenne Cloc, cette antenne est positionnée sur un support octogonal métallique (non représenté sur la figure III.22) d'un diamètre de 2.8λ , avec λ étant la longueur d'onde, soit 350mm.

4.5 Couplage entre capteurs

Le tableau III.7 donne les coefficients de couplage entre les capteurs de l'antenne Dloc simulés à 2400MHz.

Ces résultats nous montrent que la répartition spatiale des éléments rayonnants permet de réduire le couplage inter-capteurs en comparaison à l'antenne Cloc (cf. tab III.2) avec un coefficient maximal de -15.5dB au lieu de -7.7dB.

	Capteur E_z	Capteur H_x	Capteur H_y
Capteur E_z	X	-20.8	-15.5
Capteur H_x	-20.8	X	-35.6
Capteur H_y	-15.5	-35.6	X

TABLE III.7 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne Dloc à 2400MHz

4.6 Diagrammes de rayonnement

La figure III.23 donne le gain simulé de chaque capteur de l'antenne Dloc, en polarisation TM_z à 2400MHz.

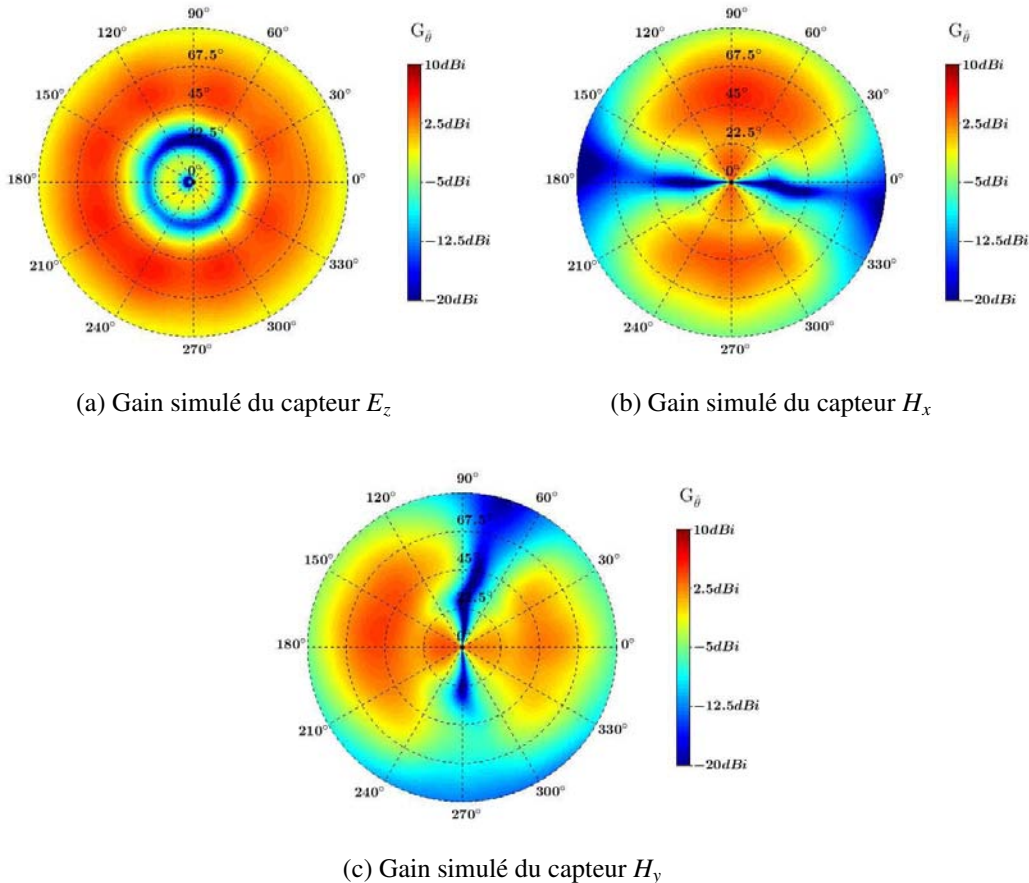


FIGURE III.23 – Gain simulé du capteur électrique E_z et des capteur magnétiques H_x et H_y de l'antenne Dloc en polarisation TM_z à 2400MHz.

Les diagrammes de rayonnement des capteurs sont dissymétriques en raison des perturbations de rayonnement causées par la présence des autres éléments ainsi que de leur position relative

par rapport au bord du support. Néanmoins, les diagrammes restent équivalents à ceux de dipôles électriques et magnétiques. Pour le capteur électrique, comme pour l'antenne Cloc, on observe deux lobes secondaires en site en raison des effets de bord du support. Le gain maximal simulé à 2400MHz pour chaque capteur de l'antenne Dloc est :

- pour le capteur E_z : 6.1dBi ;
- pour le capteur H_x : 2.9dBi ;
- pour le capteur H_y : 2dBi.

Les capteurs n'étant plus connectés entre eux (découplés), on observe une augmentation du gain du capteur E_z et une diminution de l'ordre de 3dB du gain des capteurs magnétiques. Cette diminution est causée par de la charge en sortie des demi-boucles qui est augmentée d'un facteur deux par rapport à l'antenne Cloc où les deux capteurs magnétiques sont connectées (deux charges identiques en parallèles).

5 Simulation des performances d'estimation de l'antenne Dloc

Suite à la caractérisation de l'antenne Cloc, le technique de traitement DHS fût écartée de l'étude. Ainsi, les performances d'estimation de l'antenne Dloc sont évaluées qu'à partir de l'algorithme MUSIC.

5.1 Conditions de l'estimation

Le processus d'étalonnage ainsi que les conditions d'estimation utilisées pour la caractérisation de l'antenne Dloc sont identiques à celles de l'antenne Cloc dans le but de comparer leur performance. Elles sont rappelées dans le tableau III.8.

Algorithme	MUSIC
Couverture angulaire	$\phi \in [0^\circ ; 360^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 5^\circ$ $\Delta\theta = 5^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE III.8 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par simulation des performances de l'antenne Dloc

5.2 Risque d'ambiguïtés

Le spectre d'ambiguïtés de l'antenne Dloc est évalué par calcul analytique et par simulation numérique afin de détecter d'éventuelles ambiguïtés angulaires liées à des perturbations de rayonnement causées par l'interaction entre éléments et par le support métallique. La figure III.8 donne les spectres d'ambiguïtés 3D obtenus.

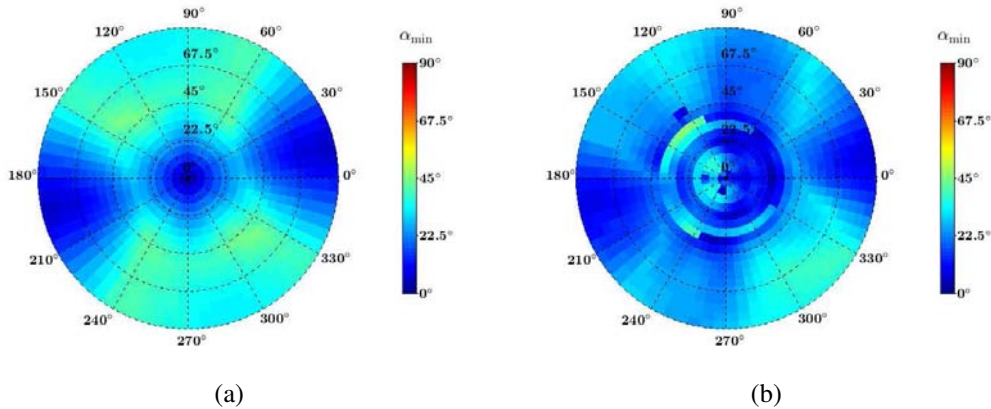


FIGURE III.24 – Spectres d'ambiguïtés 3D de l'antenne Dloc pour $d = 0.14\lambda$ obtenu (a) par calcul analytique et (b) par simulation numérique.

Sur le spectre théorique (cf. figure III.24a), excepté la singularité de l'estimation en azimut à $\theta = 0^\circ$, aucune ambiguïté n'est détectée. Seule une augmentation du risque, liée à la diversité spatiale, apparaît à $\phi = 15^\circ$ et $\phi = 195^\circ$ pour $\theta = 90^\circ$ (plan de délocalisation des capteurs).

Sur le spectre d'ambiguïtés 3D (cf. figure III.24b), calculé à partir des diagrammes de rayonnement simulés, on retrouve ces zones angulaires où le risque d'ambiguïtés est plus élevé. Cependant, on remarque que les ambiguïtés à $\theta = 20^\circ \forall \phi$, visibles sur le spectre de l'antenne Cloc (cf. figure III.8b), ont été levées. Cette suppression d'ambiguïtés est dû à la phase spatiale générée par la délocalisation des capteurs qui apporte une information supplémentaire sur la direction d'arrivée.

5.3 Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC

Pour valider la suppression de l'ambiguïté, la précision de l'estimation est calculée par simulation numérique dans l'ensemble du demi-espace 3D, à l'aide de l'algorithme MUSIC. Comme pour l'antenne Cloc, deux densités de puissance sont paramétrées : $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ et -100dBW.m^{-2} correspondant respectivement à un $\text{RPB}=46\text{dB.m}^{-2}$ et 41dB.m^{-2} . La figure III.25 donne l'erreur RMS $\Delta_{a\text{RMS}}$ obtenue à partir des conditions données dans le tableau III.8.

Les angles en site θ correspondent à l'axe radial tandis que l'axe circulaire représente les angles en azimut ϕ .

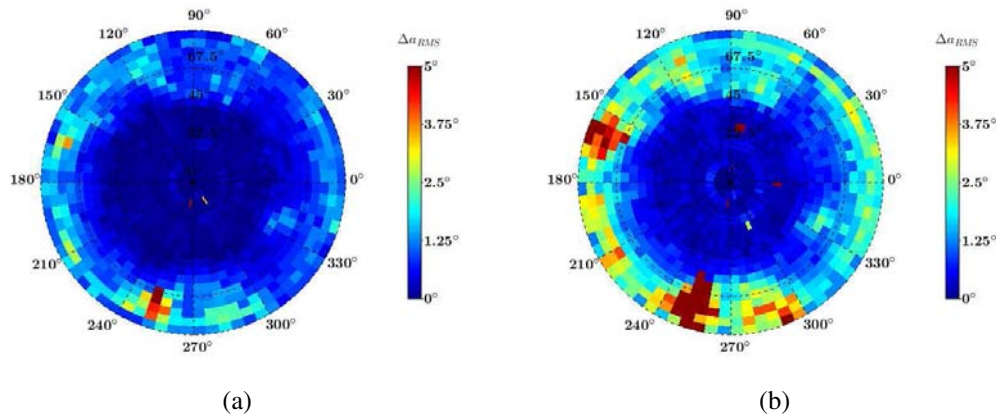


FIGURE III.25 – Erreur RMS $\Delta\sigma_{RMS}(\phi, \theta)$ simulée de l'antenne Dloc obtenue à l'aide de MUSIC avec (a) $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$ et (b) $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$.

Le calcul numérique de la précision d'estimation ne fait ressortir aucune ambiguïté angulaire à $\theta = 20^\circ$. On en conclut que la combinaison de la diversité de polarisation avec la diversité spatiale permet de lever les ambiguïtés causées par les perturbations de rayonnement en apportant une information supplémentaire sur la direction d'arrivée. On remarque cependant que la dissymétrie des diagrammes de rayonnement ont affaibli la robustesse de l'estimation dans certaines directions. Néanmoins, l'estimation reste précise avec une erreur angulaire maximale de 5° RMS pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$. Lorsque l'amplitude du signal incident diminue, l'erreur d'estimation augmente pour les angles en site proche de $\theta = 90^\circ$ (cf. III.25b), comme pour l'antenne Cloc.

5.4 Précision d'estimation avec la technique de traitement MUSIC sur un large support

Nous avons vu précédemment que le support métallique avait une influence sur les performances d'estimation. Pour des systèmes de goniométrie mobiles, les antennes sont généralement positionnées sur de large structure comme le fuselage d'hélicoptère ou d'avion ou encore le toit d'une voiture. Nous avons donc simulé de nouveau la précision d'estimation de l'antenne Dloc à l'aide de MUSIC, mais cette fois-ci avec un support métallique plus large, de forme carré et de taille $800 \times 800 \text{mm}$. Les erreurs d'estimation RMS obtenues avec cette nouvelle installation sont données en figure III.26 pour $P_r = -95\text{dBW.m}^{-2}$.

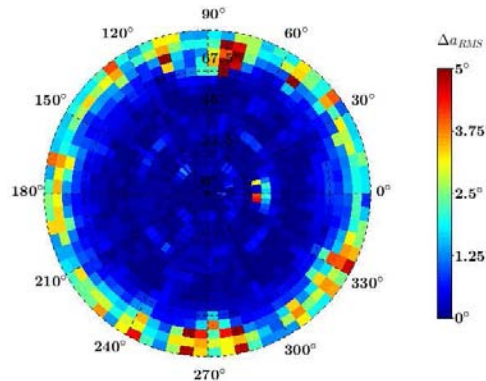


FIGURE III.26 – Erreur RMS $\Delta\alpha_{RMS}(\phi, \theta)$ simulée de l'antenne Dloc sur un support métallique 800x800mm pour $P_r = -95\text{dBW}\cdot\text{m}^{-2}$ obtenue à l'aide de MUSIC.

Les erreurs angulaires augmentent sur une grande partie des angles en azimut. Comme pour les simulations précédentes, ces erreurs apparaissent pour des angles en site proches de $\theta = 90^\circ$ en raison de la diffraction du champ sur le support qui, par combinaison, atténue la champ mesuré. Ces erreurs d'estimation restent néanmoins acceptables avec une valeur maximale de 5.5° pour un $\text{RPB}=46\text{dB}\cdot\text{m}^{-2}$. Nous pouvons donc conclure que la taille du support influe sur les performances d'estimation.

Il aurait été intéressant d'analyser plus en détail la géométrie et la taille du support pour réduire au maximum ces erreurs. Cependant, pour la suite de l'étude, nous décidons de concentrer notre travail sur l'optimisation de l'antenne plutôt que celle du support. Ainsi, nous conservons ce support et utilisons ces résultats comme référence.

6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, une première antenne vectorielle à trois éléments colocalisés, sur un support métallique de 2.8λ , a été développée. Elle est composée d'un monopôle mesurant la composante en z du champ électrique et deux demi-boucles chargées mesurant la composante en x et en y du champ magnétique. Ses performances d'estimation ont été caractérisées au travers de simulations numériques et à l'aide des deux techniques de traitement, MUSIC et DHS. Les résultats obtenus ont montré, que malgré des ambiguïtés provoquées par des perturbations de rayonnement liées à la présence du support métallique, MUSIC offre une meilleure précision d'estimation dans l'ensemble du demi-espace 3D. L'algorithme DHS est trop sensible aux variations de rayonnement et ne permet pas d'atteindre une précision inférieure à 20° , avec seulement trois capteurs, quelque soit le RPB en sortie de l'antenne. Dans la suite de l'étude, nous utiliserons donc seulement l'algorithme MUSIC. La réalisation et la mesure d'un prototype de cette première antenne a permis de valider expérimentalement ces résultats numériques.

Dans une seconde partie, la diversité spatiale a été rajoutée à la diversité de polarisation en répartissant spatialement les capteurs de l'antenne dans le but de lever les ambiguïtés et d'améliorer la précision d'estimation. Cette répartition est limitée à une répartition planaire afin de conserver une antenne compacte pouvant être facilement intégrée sur un porteur. Une analyse du risque d'ambiguïtés a permis de fixer une distance maximale de séparation de 0.17λ . Un compromis entre l'amélioration apportée par la diversité spatiale et le risque d'ambiguïtés a donc été trouvé en fixant une distance de séparation de 0.14λ . La caractérisation par simulation numérique a permis de valider la suppression des ambiguïtés. On note cependant une légère augmentation de l'erreur d'estimation dans une zone proche de $\theta = 90^\circ$, avec erreur de 5° RMS, causée par la dissymétrie des diagrammes de rayonnement.

Cette première étude, nous a aussi permis d'établir une méthodologie de conception d'antennes vectorielles de radiogoniométrie 3D, basée sur l'utilisation d'outils de simulations EM, et d'autres outils comme le calcul de la borne de Cramer Rao et l'analyse du risque d'ambiguïtés 3D.

Enfin une simulation avec un plus large support, de 6.4λ de côté, a montré une modification de la répartition de l'erreur dans le demi-espace 3D. L'erreur maximale reste autour de 5° RMS mais ces erreurs s'étendent sur une plus large partie des angles en azimut. Il aurait été intéressant d'optimiser la géométrie du support. Cependant, pour la suite de l'étude, nous décidons de focaliser notre travail sur l'optimisation de l'antenne plutôt que celle du support.

Chapitre IV

Développement d'une antenne vectorielle de goniométrie UHF bibande

Les chapitres précédents ont permis de proposer une méthodologie de conception d'antennes vectorielles appliquées à la radiogoniométrie 3D, en identifiant les paramètres physiques qui influent sur les performances d'estimation. Deux antennes monobandes composées de seulement trois éléments rayonnants ont été développées. La caractérisation de leurs performances, à l'aide de l'algorithme MUSIC, a démontré non seulement que la mesure de trois composantes du champ EM était suffisante pour estimer la direction d'arrivée d'une onde incidente TM_z dans l'ensemble du demi-espace 3D mais aussi que l'utilisation de la diversité spatiale était nécessaire pour lever les ambiguïtés angulaires causées par les perturbations de rayonnement.

Malgré les performances encourageantes, obtenues avec ces deux premières antennes, des limitations ont été mises en évidence :

- La première est la présence de zones angulaires sensibles dans lesquelles des erreurs d'estimation apparaissent en raison d'une faible dynamique sur le champ E mesuré ;
- La seconde limitation est la couverture fréquentielle monobande. Les antennes de radiogoniométrie sont généralement multibandes ou large bande dans le but de détecter et de localiser un très grand nombre de sources EM.

Le but de ce chapitre est de démontrer la faisabilité d'une antenne vectorielle multibande appliquée à la radiogoniométrie 3D en proposant une topologie d'antennes originale, permettant d'améliorer les performances d'estimation obtenues précédemment. Seule une couverture bibande est adressée. L'extension à un plus grand nombre de bandes fera l'objet du chapitre suivant.

De nouveaux capteurs bibandes électriques et magnétiques sont développés à l'aide d'outils de simulation EM. Ils sont ensuite utilisés pour concevoir une antenne vectorielle réaliste, en appliquant la méthode de conception précédemment mise en place. Les deux bandes de fréquences GSM sont adressées dans le but de localiser des téléphones cellulaires en vue d'applications SAR. Enfin, après la caractérisation des performances d'estimation de cette antenne au travers de simulations numériques, un prototype est réalisé et caractérisé afin de valider expérimentalement ces résultats.

1 Topologie d'antennes vectorielles bibandes

Dans cette section, une topologie originale d'antennes vectorielles permettant une couverture fréquentielle bibande est proposée tout en optimisant les performances de radiogoniométrie obtenues avec l'antenne à trois capteurs monobandes. Pour restreindre l'encombrement et faciliter l'intégration de l'antenne sur un éventuel porteur, la répartition spatiale des éléments est limitée à une répartition planaire.

1.1 Description de la topologie

En repartant de la topologie d'antennes vectorielles monobandes à trois éléments répartis, deux approches peuvent être envisagées pour élargir la couverture fréquentielle à deux bandes de fréquences, nommées bande A et bande B , avec les fréquences $\in B$ inférieures aux fréquences $\in A$. La première approche, notée F1, repose sur la combinaison de deux antennes monobandes, tandis que la seconde, notée F2, consiste à remplacer les éléments rayonnants par des capteurs bibandes.

1.1.a F1 : Combinaison d'antennes monobandes

L'approche F1 consiste à combiner deux antennes monobandes (cf. figure IV.1), nommées antennes A et B , couvrant respectivement la bande A et la bande B . Ces deux antennes utilisent l'architecture de l'antenne à trois éléments répartis précédemment étudiée.

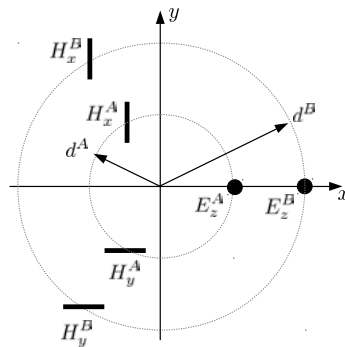


FIGURE IV.1 – Topologie de l'antenne vectorielle bibande suivant F1 : trois capteurs couvrant la bande A (Antenne A) et trois capteurs couvrant la bande B (Antenne B).

L'architecture d'antennes proposée est composée de six capteurs spatialement répartis : deux capteurs électriques, notés E_z^N , mesurant la composante z du champ électrique et quatre capteurs magnétiques, notés H_x^N et H_y^N , mesurant respectivement les composantes x et y du champ magnétique. L'indice N correspond à l'indice de la bande de fréquences (A ou B). Chacune des

deux antennes est circulaire de rayon d^N , avec des éléments équi-répartis (un capteur tous les 120°).

L'intérêt de cette approche est qu'elle utilise une antenne par bande de fréquences ce qui permet de conserver une répartition spatiale suffisamment large pour assurer des performances d'estimation optimales. En effet, la caractérisation de l'antenne monobande à trois éléments ainsi que d'autres études [45, 81, 82] ont permis de mettre en évidence l'amélioration de la précision d'estimation en combinant la diversité de polarisation et la diversité spatiale. En revanche, deux inconvénients ressortent de cette approche. Le premier est l'influence de l'antenne B sur le rayonnement de l'antenne A . Sa présence va générer des perturbations de rayonnement risquant de dégrader la précision d'estimation. Le second est l'augmentation du nombre de capteurs sans pour autant améliorer les performances. En effet, l'antenne est composée de six capteurs, cependant, seulement trois d'entre eux sont utilisés pour l'estimation de direction d'arrivée par bande de fréquences. Ainsi, comme pour l'antenne précédemment étudiée, le manque de dynamique sur les signaux en sortie des capteurs électriques dégradera les performances d'estimation pour des angles en site proche de $\theta = 90^\circ$.

1.1.b F2 : Utilisation de capteurs bibandes

L'approche F2 propose de remplacer les éléments monobandes par des capteurs bibandes. La figure IV.2 illustre la topologie de l'antenne vectorielle suivant F2.

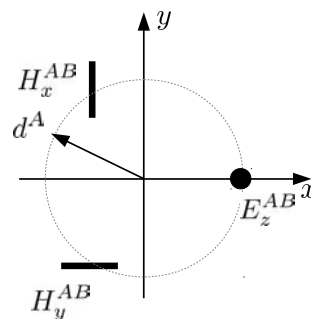


FIGURE IV.2 – Topologie de l'antenne vectorielle bibande suivant F2 : trois capteurs couvrant la bande A et B (Antenne AB).

Cette topologie est composée de seulement trois capteurs bibandes spatialement répartis : un capteur électrique, noté E_z^{AB} , mesurant la composante z du champ électrique et deux capteurs magnétiques, notés H_x^{AB} et H_y^{AB} , mesurant respectivement les composantes x et y du champ magnétique. Comme cette approche utilise des structures rayonnantes communes pour couvrir les bandes A et B , les trois capteurs sont équidistants et positionnés sur un cercle de rayon d^A . Les fréquences de la bande A étant supérieures à celles de la bande B , la distance maximale de délocalisation des éléments rayonnants est limitée par l'apparition d'ambiguïtés angulaires dans la bande A , fixée à $d_{AMB} = 0.17\lambda_{min}^A$, où λ_{min}^A correspond à la longueur d'onde minimale de la bande A . Par conséquent, dans la bande B , la distance électrique entre capteurs est réduite,

diminuant ainsi l'amélioration apportée par la répartition spatiale des éléments. Le principal avantage de cette architecture est l'utilisation de seulement trois capteurs pour assurer la couverture bibande. Elle permet de conserver un faible encombrement et de réduire le nombre de voies de réception nécessaire pour l'acquisition des signaux.

Ces deux approches F1 et F2 permettent d'adresser une couverture fréquentielle bibande avec pour chacune des avantages et inconvénients. Néanmoins, étant basées sur la topologie de l'antenne à trois éléments répartis, elles ne permettent pas d'optimiser la précision d'estimation dans les zones angulaires proches de $\theta = 90^\circ$, limitée par le manque de dynamique sur le champ électrique mesuré. Pour remédier à cela, l'une des solutions est d'augmenter le nombre de capteurs électriques. Cette augmentation va permettre d'obtenir plusieurs échantillons mesurés à différentes positions rajoutant ainsi une phase spatiale en sortie des capteurs pouvant être utilisée pour renforcer l'estimation. De plus plusieurs mesures de la même composante du champ va permettre de réduire l'impact du bruit dans le canal de réception sur la précision de mesure.

1.1.c Topologie d'antennes vectorielles bibandes optimisée

Une nouvelle topologie d'antennes vectorielles bibandes est proposée afin d'optimiser les performances d'estimation dans les zones sensibles, identifiées suite à l'étude des antennes monobandes. Le nombre de capteurs est donc augmenté pour améliorer la précision de mesure du champ EM incident. Pour minimiser l'encombrement et la complexité de l'antenne, la couverture bibande est adressée en se basant sur l'approche F2. La figure IV.3 illustre la topologie de l'antenne bibande proposée.

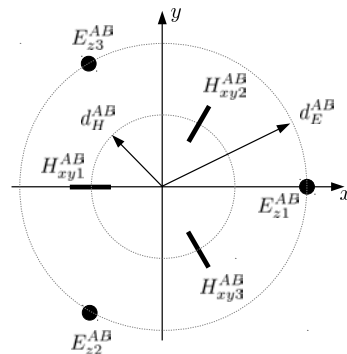


FIGURE IV.3 – Topologie de l'antenne vectorielle bibande à six capteurs spatialement répartis.

Cette architecture d'antennes est composée de six capteurs bibandes spatialement répartis : trois capteurs électriques, notés E_z^{AB} , mesurant la composante z du champ électrique et trois capteurs magnétiques, notés H_{xy}^{AB} , mesurant les composantes en x et y du champ magnétique. Ces capteurs électriques et magnétiques sont respectivement équidistants et équi-répartis tous les 120° sur un cercle de rayon d_E^{AB} et d_H^{AB} . Parmi plusieurs architectures d'antennes possibles, nous avons choisi cette topologie parce qu'elle offre plusieurs avantages :

- Les capteurs électriques et magnétiques adjacents peuvent être découplés en fixant

$d_E^{AB} = 2d_H^{AB}$. En effet, avec ce rapport de distance, les sources de courant magnétique sont positionnées sur l'axe des capteurs électriques adjacents. De fait, les sources de courant électrique, orientées selon z , se trouvent dans un nul du champ EM rayonné par ces éléments. La figure IV.4 représente la répartition des sources de courant électrique J_e et magnétique J_m suivant la topologie proposée ;

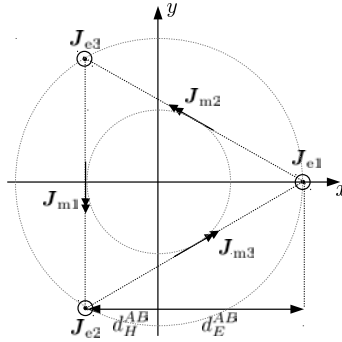


FIGURE IV.4 – Répartition des sources de courant électrique J_e et magnétique J_m pour $d_E^{AB} = 2d_H^{AB}$.

- L'ajout de deux capteurs électriques spatialement répartis permet d'améliorer la précision de mesure du champ électrique pour les angles en site proches de $\theta = 90^\circ$. De plus, la phase spatiale entre les sorties de chacun de ces éléments apportent une information supplémentaire sur la direction d'arrivée qui peut être utilisée pour renforcer l'estimation ;
- La symétrie par rotation présente dans cette architecture permet de conserver des performances de radiogoniométrie identiques tous les 120° en azimuth dans l'ensemble du demi-espace 3D.

1.2 Analyse du risque d'ambiguïtés

L'augmentation du nombre de capteurs modifie la répartition spatiale des éléments. Par conséquent, une analyse du risque d'ambiguïtés doit être réalisée afin de déterminer la distance maximale de délocalisation des éléments rayonnants, notée d_{AMB} , pouvant être appliquée sans générer d'ambiguïtés angulaires. Une première analyse théorique est réalisée en prenant en compte les hypothèses suivantes :

- les capteurs électriques et magnétiques sont respectivement considérés comme des dipôles élémentaires électriques et magnétiques ;
- les capteurs sont découplés ;
- aucun support métallique n'est utilisé.

A partir de ces hypothèses, le vecteur de direction $\mathbf{d}^{\text{TM}_z}(\phi, \theta)$ associé à cette antenne est :

$$\mathbf{d}^{\text{TM}_z}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ -\sin(\theta) \\ -\sin(\theta) \\ -\cos(\phi) \\ \sin(\frac{\pi}{3})\sin(\phi) - \cos(\frac{\pi}{3})\cos(\phi) \\ \sin(\frac{\pi}{3})\sin(\phi) + \cos(\frac{\pi}{3})\cos(\phi) \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez1}^{AB}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez2}^{AB}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez3}^{AB}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy1}^{AB}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy2}^{AB}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy3}^{AB}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

avec $\mathbf{r}_{Ez_i}^{AB}$ et $\mathbf{r}_{Hy_i}^{AB}$ étant respectivement les vecteurs de position du i ème capteur électrique et magnétique dans le repère cartésien $Oxyz$.

Pour cette analyse, le rapport de distance entre les capteurs électriques et magnétiques est fixé à $d_E^{AB}/d_H^{AB} = 2$, avec d_E^{AB} et d_H^{AB} normalisées par la longueur d'onde λ . Le risque d'ambiguïtés est évalué pour $d_E^{AB} \in [0; \lambda]$ avec une incrémentation spatiale $\Delta d = 0.25\lambda$. Les figures IV.5a à IV.5e donnent les spectres d'ambiguïtés 3D calculés pour ces cinq distances : $d_E^{AB} = 0, 0.25\lambda, 0.5\lambda, 0.75\lambda$ et λ . Les angles en site θ correspondent à l'axe radial tandis que l'axe circulaire représente les angles en azimut ϕ . Le pas angulaire en azimut $\Delta\phi$ et en site $\Delta\theta$ est de 5° .

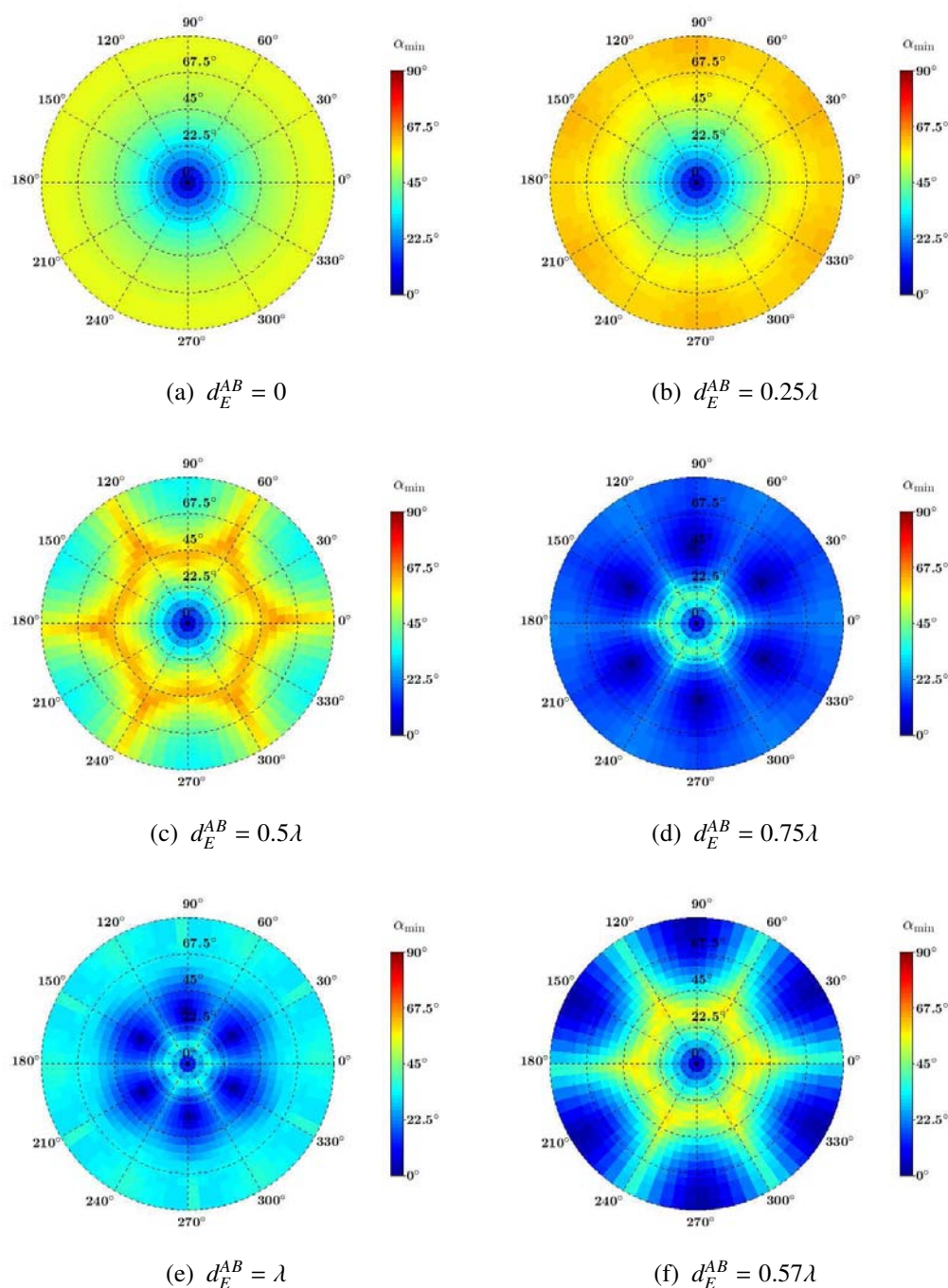
Sur l'ensemble des spectres, nous retrouvons une ambiguïté totale ($\alpha = 0^\circ$) à $\theta = 0^\circ$, causée par la singularité de l'estimation de l'angle ϕ présente à cet angle en site, quelque soit d_E^{AB} . Dans le reste du demi-espace 3D, les ambiguïtés n'apparaissent qu'à partir $d_E^{AB} = 0.75\lambda$ à $\theta = 45^\circ$ pour $\phi \in [30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 330^\circ]$.

Cependant, les capteurs étant spatialement répartis dans le plan azimutal Oxy , les premières ambiguïtés angulaires liées à la délocalisation des capteurs doivent apparaître à $\theta = 90^\circ$. En effet, la dynamique des phases relatives entre capteurs sont plus importantes à $\theta = 90^\circ$ augmentant ainsi le risque d'ambiguïtés. Une seconde analyse a donc été réalisée avec une incrémentation spatiale plus fine, $\Delta d = 0.01\lambda$ pour $d_E^{AB} \in [0.5\lambda; 0.75\lambda]$. On obtient ainsi une distance maximale :

$$d_{\text{AMB}} = 0.57\lambda \quad (\text{IV.2})$$

La figure IV.5f donne le spectre d'ambiguïtés 3D correspondant, où l'on observe les ambiguïtés à $\theta = 90^\circ$ pour $\phi_r \in [30^\circ, 90^\circ, 150^\circ, 210^\circ, 270^\circ, 330^\circ]$.

Cette analyse a démontré que l'augmentation du nombre de capteurs, pour cette architecture d'antennes, permet d'élargir la répartition spatiale des éléments rayonnants. Ainsi, avec cette nouvelle topologie d'antennes, la distance maximale de séparation entre capteurs est passée de $d_{\text{AMB}} = 0.17\lambda$ pour l'antenne Dloc, à $d_{\text{AMB}} = 0.57\lambda$ pour l'antenne vectorielle bibande (en haute fréquence). L'augmentation de cette distance va permettre de faciliter l'intégration des capteurs mais aussi d'accroître la dynamique de la phase spatiale observée à leur sortie, améliorant ainsi la précision d'estimation.


 FIGURE IV.5 – Spectres d’ambiguïtés 3D théoriques pour $d_E^{AB} = 2d_H^{AB}$.

2 Conception des capteurs bibandes

Afin de démontrer la faisabilité de cette solution antennaire, nous développons des capteurs électriques et magnétiques bibandes couvrant les deux plages de fréquences GSM, à savoir [1710MHz-1880MHz] et [890MHz-960MHz].

Pour assurer cette couverture fréquentielle, notre choix aurait pu se porter sur l'utilisation d'antennes large bande couvrant l'ensemble de la bande [890MHz-1880MHz]. Cependant, pour des raisons de sélectivité fréquentielle permettant de filtrer les fréquences hors des bandes d'intérêt, nous avons fait le choix d'utiliser des capteurs multibandes.

En vue d'une installation sur des larges surfaces métalliques (ex : fuselage d'avion ou d'hélicoptère, coffre de voiture, ...), ces capteurs sont positionnés sur une plaque métallique pour prendre en compte l'effet d'un éventuel porteur. Elle permet de réduire la taille des éléments rayonnants grâce au théorème des images [13] mais aussi de simplifier la connectique en isolant les câbles RF du rayonnement de l'antenne. Dans la phase de conception des capteurs, ce support est considéré comme conducteur parfait de taille infinie.

Pour concevoir ces capteurs, de simple monopôles quart d'onde ou demi-boucles peuvent être utilisés. Cependant, afin de garantir une large bande passante, nous faisons appel à des variantes :

- le monopôle replié pour le capteur électrique [13] ;
- la demi-boucle chargée pour le capteur magnétique [92].

2.1 Développement du capteur électrique UHF bibande

Le capteur électrique bibande, noté E_z^{AB} , est réalisé en se basant sur le principe du dipôle replié détaillé en annexe C. Contrairement au cas théorique, la présence d'un support métallique nous permet d'utiliser un monopôle au lieu d'un dipôle, réduisant ainsi par deux la hauteur de l'antenne.

2.1.a Principe de fonctionnement du monopôle replié

La figure IV.6 illustre le schéma du monopôle replié. D'une hauteur théorique $h = \lambda/4$, il est composé de deux brins connectés entre eux à leur extrémité. Le premier est excité à sa base tandis que le second est ramené au potentiel de référence (support métallique) afin d'élargir la bande passante [13].

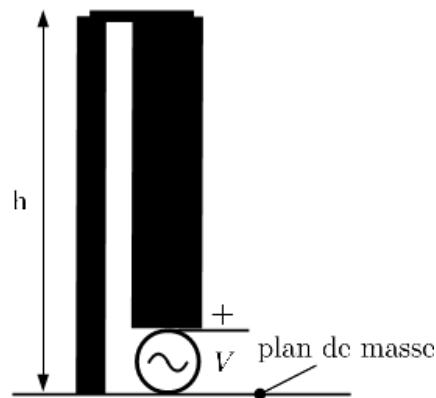


FIGURE IV.6 – Schéma du monopôle replié.

Pour illustrer le fonctionnement de ce capteur, nous avons développé un monopôle replié résonnant à 900MHz (cf. figure IV.7), dont les dimensions sont données dans le tableau IV.1. Les deux brins sont symétriques ($w_1 = w_2$). La structure est imprimée sur un substrat en epoxy FR4 d’une épaisseur de 0.8mm, d’une permittivité $\epsilon_r = 4.4$ et des pertes diélectriques $\tan\delta = 0.02$. La figure IV.8 illustre la distribution des courants surfaciques sur le monopôle replié à la fréquence de résonnante 900MHz.

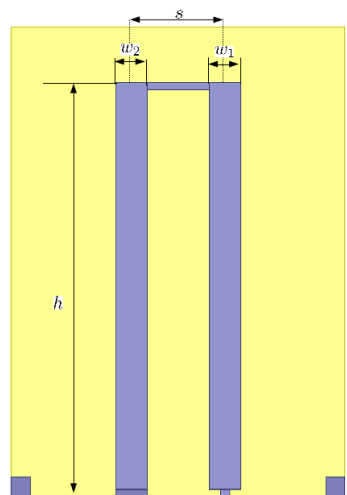


FIGURE IV.7 – Monopôle replié monobande à brins symétriques résonnant à 900MHz.

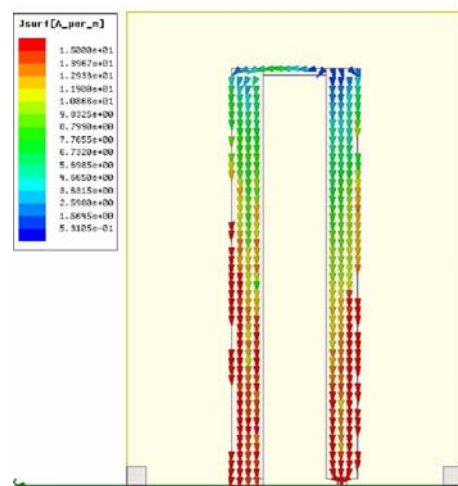


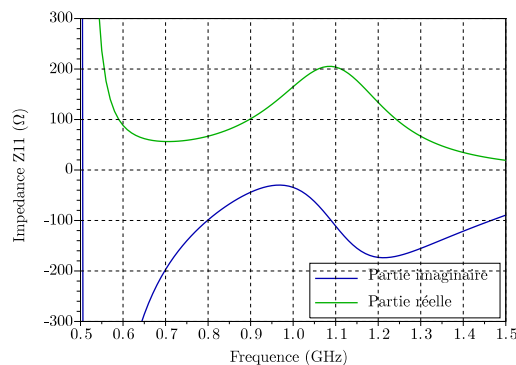
FIGURE IV.8 – Courants surfaciques sur le monopôle replié monobande à brins symétriques résonnant à 900MHz.

On constate que la distribution des courants est symétrique sur les deux brins. Le courant est maximal à la base des deux brins et est minimal à leur extrémité permettant ainsi de décomposer cette antenne en une combinaison de deux monopôles colocalisés. L’impédance d’entrée théorique de cette antenne est $Z_a = 4Z_m$, avec Z_m étant l’impédance d’entrée d’un monopôle

h	65mm	w_1	5mm
s	15mm	w_2	5mm

TABLE IV.1 – Dimensions du monopôle replié à brins symétriques résonnant à 900MHz

classique de longueur équivalente. Pour un monopôle replié d'une longueur $\lambda/4$, on obtient ainsi $Z_a = 146\Omega$ ($Z_m = 37\Omega$). La figure IV.9 donne l'impédance simulée Z_a à l'entrée du monopôle replié à brins symétriques.

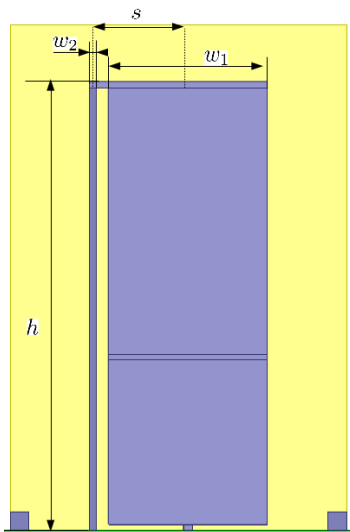
FIGURE IV.9 – Impédance Z_a du monopôle replié à brins symétriques, résonnant à 900MHz.

On observe une impédance d'entrée $Z_a = 101.5 - j44\Omega$. Étant donné que l'antenne a une hauteur $h = 65\text{mm}$ ($\approx \lambda/5$), l'impédance est légèrement inférieure à 146Ω . Cette impédance élevée peut s'avérer très utile dans certaines applications. Par exemple, dans le cas d'antennes à réflecteur, comme les antennes Yagi, le brin excité voit généralement son impédance d'entrée diminuer. Utiliser cette antenne comme source d'excitation permettrait de compenser cette diminution d'impédance. Cependant, il est souvent nécessaire d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance de charge, généralement fixée à 50Ω .

Avec le monopôle replié, cette adaptation d'impédance peut être réalisée en appliquant une dissymétrie sur les largeurs de brins, $w_1 \neq w_2$, pour une distance de séparation s données. Z_a peut être exprimée ainsi [13] :

$$Z_a = (1 + c)^2 Z_m \quad \text{avec} \quad c \approx \frac{\ln(s/w_1)}{\ln(s/w_2)} \quad (\text{IV.3})$$

La figure IV.10 représente une vue d'ensemble du monopôle replié à brins dissymétriques pour une adaptation sur 50Ω . Les dimensions du monopôle sont indiquées dans le tableau IV.2



h	70mm	w_1	25mm
s	15mm	w_2	1mm

TABLE IV.2 – Dimensions du monopôle replié 900MHz à brins dissymétriques

FIGURE IV.10 – Monopôle replié mono-bande 900MHz à brins dissymétriques.

La hauteur a dû être rajustée à $h = 70\text{mm}$ en raison d’une légère augmentation de la fréquence de résonance. Cette augmentation est causée par l’élargissement de la surface rayonnante qui diminue l’effet selfique du monopôle.

A partir de (IV.3), on obtient une impédance théorique $Z_a = 61\Omega$. La figure IV.11 donne l’impédance d’entrée Z_a simulée à l’entrée du monopôle à brins dissymétriques.

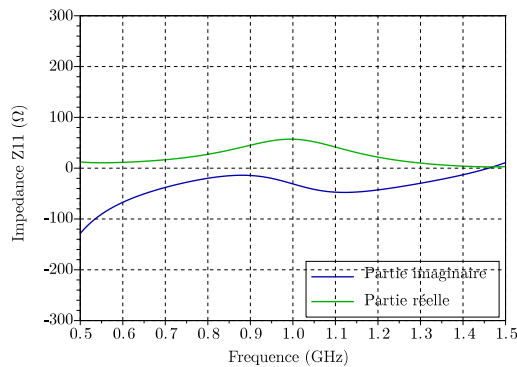


FIGURE IV.11 – Impédance Z_a du monopôle replié à brins dissymétriques, résonnant à 900MHz.

Comme souhaité, l’impédance d’entrée est adaptée sur 50Ω à 900MHz, avec $Z_a = 45.2 - j14.4\Omega$. En traçant le coefficient de réflexion S_{11} à l’entrée de chacun des deux monopôles, avec et sans brins symétriques, nous constatons l’amélioration de l’adaptation d’impédance avec un $S_{11} < -10\text{dB}$ à 900MHz (cf. figure IV.12).

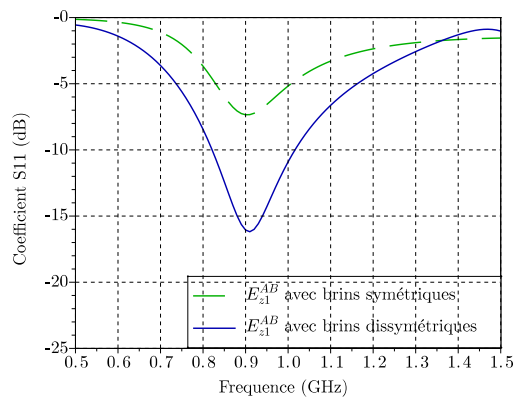


FIGURE IV.12 – Coefficient de réflexion S_{11} du monopôle replié à brins symétriques (vert) et dissymétriques (bleu), résonnant à 900MHz.

2.1.b Monopôle replié UHF bibande

La couverture fréquentielle des capteurs électriques doit inclure au minimum les deux bandes de fréquences GSM, nommées bandes *A* et *B* avec :

- Bande *A* = [1710MHz-1880MHz] ;
- Bande *B* = [890MHz-960MHz].

En repartant du monopôle replié, présenté en figure IV.10, une seconde résonance est ajoutée par l'intermédiaire d'une trappe. La figure IV.13 montre le modèle du monopôle replié bibande à trappe couvrant les bandes *A* et *B*.

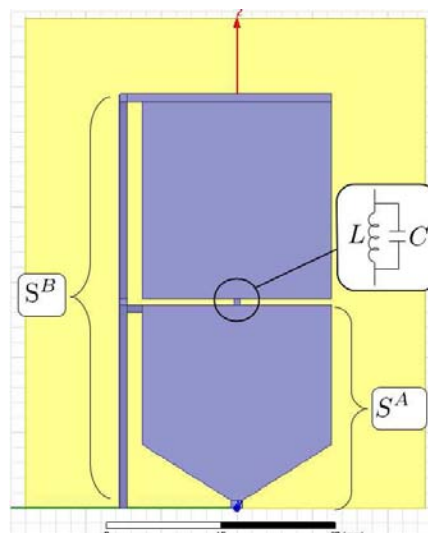


FIGURE IV.13 – Capteur électrique UHF bibande.

Ce monopôle peut être décomposé en deux structures : une structure inférieure, notée S_A , et la structure totale, notée S_B . Ces deux structures sont des monopôles repliés, de même largeur, ayant chacun une fréquence de résonance propre, désignées respectivement par f_0^A et f_0^B . La base du monopôle est modifiée dans le but d'adapter l'impédance du mode sur 50Ω à f_0^A . Cette adaptation sera abordée plus en détail par la suite.

Les deux modes résonnants sont découplés par l'intermédiaire d'une trappe positionnée sur le brin principal, entre S_A et le reste de la structure. Cette trappe est composée d'une cellule LC parallèle permettant de filtrer les courants à la fréquence f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (\text{IV.4})$$

avec respectivement, L et C , les valeurs de la self et de la capacité constituant la trappe. Les fréquences de résonance souhaitées sont $f_0^A = 1795\text{MHz}$ et $f_0^B = 925\text{MHz}$. La cellule LC doit donc être dimensionnée pour $f_0 = 1795\text{MHz}$. Cependant, un effet capacitif, parallèle à la trappe et causé par le couplage entre les deux parties du brin principal (supérieure et inférieure), diminue la fréquence de résonance du filtre f_0 :

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C + C_p)}} \quad (\text{IV.5})$$

où C_p représente l'effet capacitif parasite. Ainsi, la valeur f_0 donnée par (IV.4) doit être augmentée pour obtenir $f'_0 = 1795\text{MHz}$. Une étude empirique a permis de définir les valeurs de self et de capacité $L = 5.6\text{nH}$ et $C = 1.2\text{pF}$, correspondant à une fréquence $f'_0 = 1940\text{MHz}$.

La figure IV.14 et le tableau IV.3 fournissent les dimensions pour ce capteur bibande couvrant les bandes [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz].

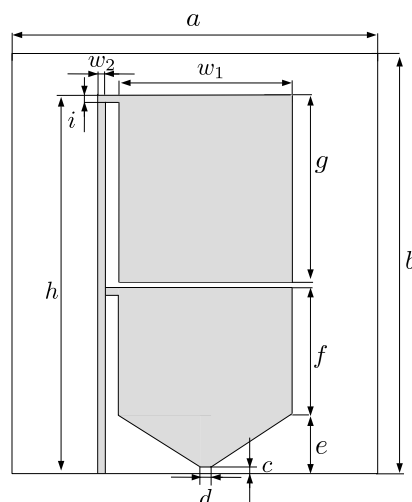


FIGURE IV.14 – Capteur électrique bibande couvrant les bandes [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz].

<i>a</i>	53mm	<i>c</i>	1.5mm	<i>e</i>	8.4mm	<i>g</i>	27.2mm	<i>i</i>	1mm	<i>w</i> ₂	1mm
<i>b</i>	60mm	<i>d</i>	1mm	<i>f</i>	18.6mm	<i>h</i>	55mm	<i>w</i> ₁	25mm		

TABLE IV.3 – Dimensions du capteur électrique bibande couvrant les bandes [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz]

On constate que la hauteur des deux structures S_A et S_B sont respectivement $\lambda^A/4.7$ et $\lambda^B/5.8$. La hauteur de la structure S_B est inférieure à $\lambda^B/4$ en raison de l'effet selfique apporté par la cellule LC qui vient augmenter la longueur électrique.

La figure IV.15 illustre le découplage des deux modes résonnants de cette antenne, dans la bande A et B , en affichant la distribution des courants surfaciques.

Dans la bande A (cf. figure IV.15d à IV.15f), la trappe filtre les courants, ne laissant rayonner que la structure S^A . On constate la présence de courants induits sur le partie supérieure du brin secondaire (brin le plus fin) de la structure S^B . Leur effet devrait légèrement modifier le rayonnement de l'antenne. Dans la bande B (cf. figure IV.15a à IV.15c), la trappe laisse passer les courants. Elle apporte seulement un effet selfique ce qui augmente la longueur électrique de l'antenne. Ainsi, l'ensemble de la structure S^B rayonne.

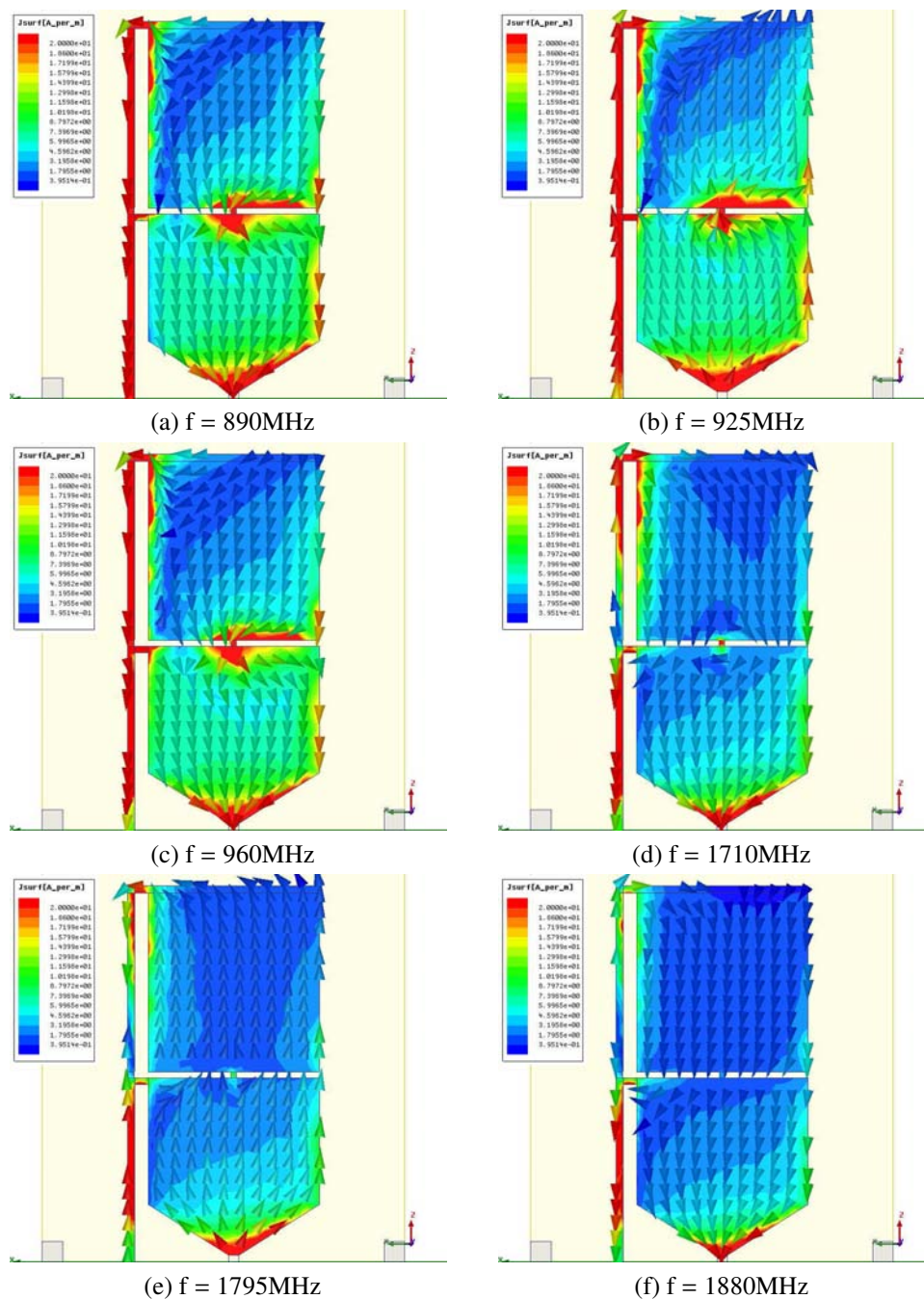


FIGURE IV.15 – Distribution des courants surfaciques sur le monopôle replié bibande dans les bandes A et B.

2.1.c Adaptation d'impédance

Ce capteur électrique bibande doit être adapté sur 50Ω , dans les deux bandes de fréquences, pour garantir des performances optimales en évitant toutes pertes par désadaptation. Pour ce faire, l'approche par dissymétrie des brins est utilisée. Comme calculé précédemment, les largeurs sont fixées à $w_1 = 1\text{mm}$ et $w_2 = 25\text{mm}$. Toutefois, un effet capacitif entre le support métallique et la base du monopôle repliés modifie l'adaptation de l'impédance d'entrée dans la bande A. Pour réduire cet effet, la hauteur e (cf. figure IV.14) doit être suffisamment élevée. Trois valeurs ont été simulées afin de déterminer la hauteur optimale : $e = 1\text{mm}$, 4.2mm et 8.4mm . La figure IV.16 montre le coefficient de réflexion S_{11} simulé à l'entrée du monopôle pour chaque hauteur e .

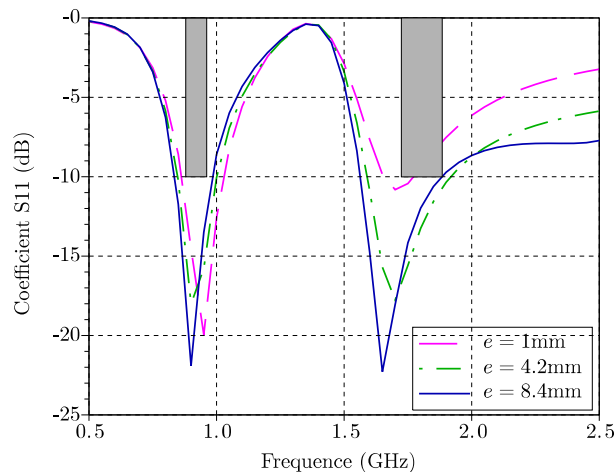


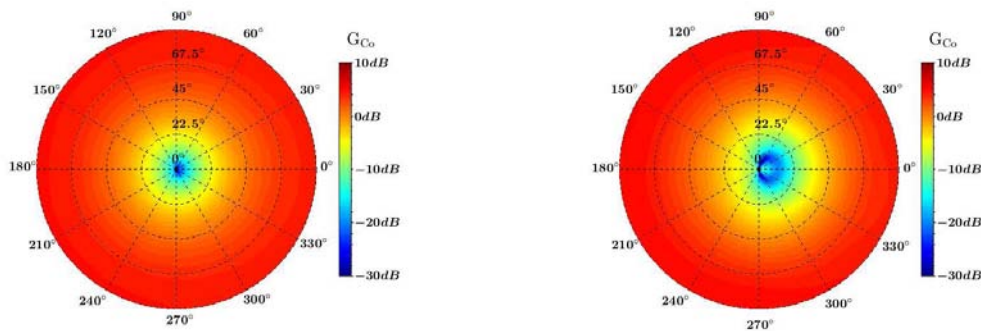
FIGURE IV.16 – Coefficient de réflexion S_{11} simulé à l'entrée du capteur électrique bibande pour $e = 1\text{mm}$, 4.2mm et 8.4mm avec le gabarit spécifié (gris).

La bande passante est définie pour un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10dB , correspondant à une perte de puissance par désadaptation de 10%. On remarque que plus la hauteur e diminue, plus l'impédance d'entrée est désadaptée. Par conséquent, la hauteur choisie est donc $e = 8.4\text{mm}$ fournissant des bandes passante $\Delta f/f_0$ de :

- 18% pour la bande A : [1570MHz-1880MHz] ;
- 16.5% pour la bande B : [830MHz-980MHz].

2.1.d Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont évalués dans les deux bandes de fréquences couvertes par le capteur électrique. La figure IV.17 donne le gain du capteur électrique bibande simulé en polarisation TM_n selon l'axe du monopôle, noté n , à 925MHz et 1795MHz. Sur ces diagrammes, les angles θ sont représentés sur l'axe radial et les angles ϕ sur l'axe circulaire.



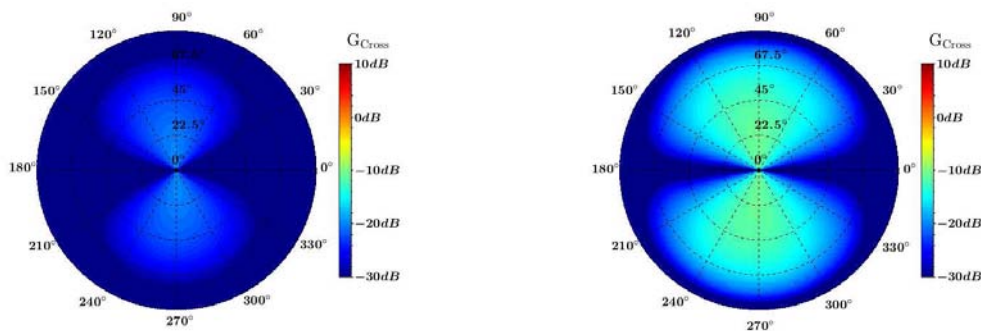
(a) Gain à 925MHz en polarisation TM_n

(b) Gain à 1795MHz en polarisation TM_n

FIGURE IV.17 – Gain simulé du capteur électrique bibande en co-polarisation à (a) 925MHz et (b) 1795MHz.

La valeur du gain maximal du capteur électrique est de 4.9dBi à 925MHz et 5.6dBi à 1795MHz. Le mode de rayonnement correspond au mode fondamental des deux monopôles repliés S_A et S_B . On retrouve donc un diagramme torique autour de l'axe n . On remarque cependant que les courants induits sur la partie supérieure du brin secondaire de la structure S^B , dans la bande A (cf. figure IV.15d à IV.15f), contribuent au rayonnement de l'antenne malgré leur faible intensité. Le diagramme résultant est ainsi légèrement dissymétrique.

La figure IV.18 donne le gain simulé en polarisation croisée.



(a) Gain à 925MHz en polarisation TE_n

(b) Gain à 1795MHz en polarisation TE_n

FIGURE IV.18 – Gain simulé du capteur électrique bibande en polarisation croisée à (a) 925MHz et (b) 1795MHz.

La polarisation croisée est faible avec un gain maximal de -20dBi et -11dBi à 925MHz et 1795MHz respectivement. En raison de la largeur du monopôle, la pureté de polarisation se dégrade lorsque la fréquence augmente. Le capteur est donc insensible aux signaux en polarisation TE_n . La discrimination de polarisation croisée correspondante est donnée en annexe D.1.

2.2 Développement du capteur magnétique UHF bibande

Le capteur magnétique bibande, noté H_{xy}^{AB} , est basé sur le principe de la demi-boucle chargée à double accès présentée dans le chapitre III. La double résonance est réalisée par combinaison de deux demi-boucles chargées formant une structure commune.

2.2.a Demi-boucle chargée UHF bibande à double accès

Comme pour le capteur électrique, la demi-boucle bibande doit couvrir les bandes A et B avec une impédance d'entrée de 50Ω . Sa conception est divisée en trois étapes :

- la conception d'une demi-boucle B , couvrant la bande B ;
- la conception d'une demi-boucle A , couvrant la bande A ;
- la combinaison des demi-boucles A et B dans une structure commune.

Dans toutes ses étapes de conception, le substrat utilisé est du ROGERS 4003C d'une épaisseur de 1.524mm, avec $\epsilon_r = 3.55$ et $\tan\delta = 0.0027$.

Etape 1 : Conception d'une demi-boucle B

La première étape consiste à concevoir une demi-boucle monobande, appelée demi-boucle B , couvrant la bande [890MHz-960MHz]. La figure IV.19 illustre cette antenne.

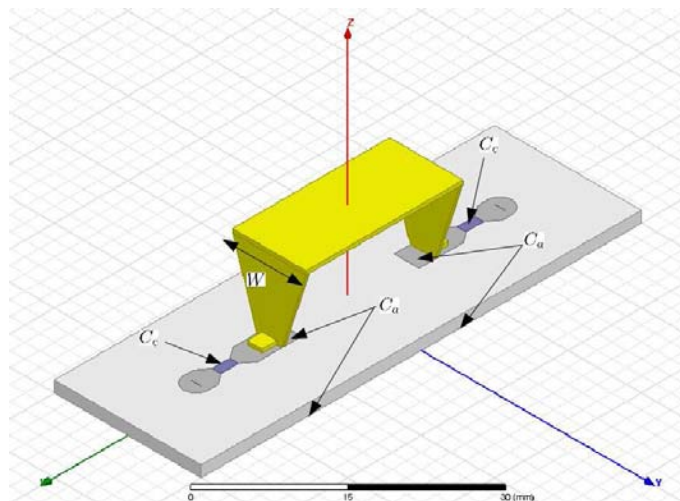


FIGURE IV.19 – Demi-boucle B monobande.

Le principe d'excitation est le même que celui utilisé pour les capteurs magnétiques présentés dans le chapitre III. On retrouve deux excitations en opposition de phase à chaque extrémité de la demi-boucle. Deux effets capacitifs sont utilisés : une capacité de couplage C_c permettant l'adaptation d'impédance et une capacité d'accord C_a fixant, pour une longueur de demi-boucle donnée, la fréquence de résonance. C_c est réalisée directement par l'intermédiaire d'un condensateur céramique d'une valeur de 3pF tandis que C_a est créée par couplage entre la base de la

demi-boucle et le support métallique. Ces capacités sont fixées de manière empirique à l'aide d'outils de simulations EM. La figure IV.20 et le tableau IV.4 donnent les dimensions de la demi-boucle *B*.

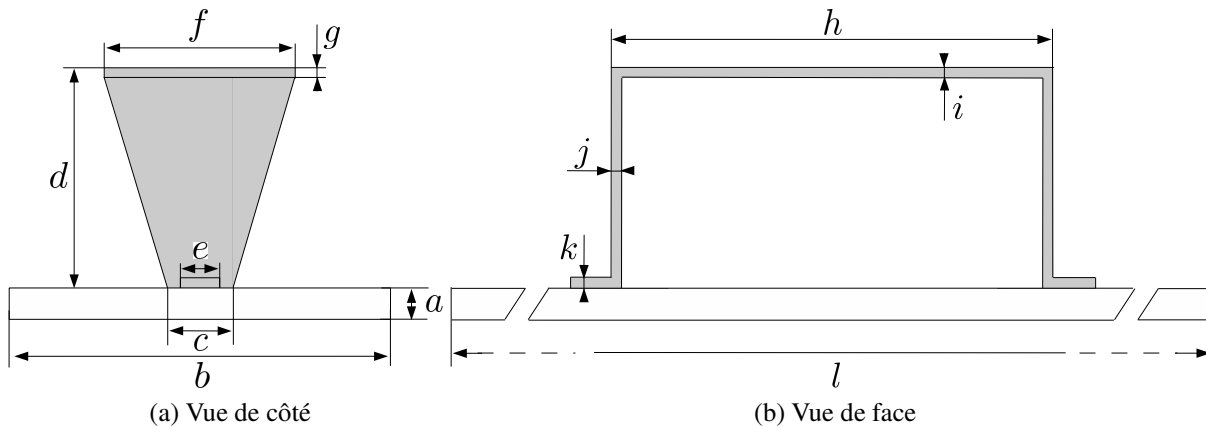


FIGURE IV.20 – Demi-boucle B couvrant la bande [890MHz-960MHz]

<i>a</i>	1.524mm	<i>c</i>	2mm	<i>e</i>	3.4mm	<i>g</i>	0.5mm	<i>i</i>	0.5mm	<i>k</i>	0.5mm
<i>b</i>	20mm	<i>d</i>	10.7mm	<i>f</i>	10mm	<i>h</i>	21.4mm	<i>j</i>	0.5mm	<i>l</i>	60mm

TABLE IV.4 – Dimensions de la demi-boucle B couvrant la bande [890MHz-960MHz]

Contrairement aux capteurs magnétiques précédents, les structures rayonnantes sont volumiques et non plus planaires. Cette approche mécanique permet d'obtenir un degré de liberté supplémentaire pour ajuster la fréquence de résonance de la demi-boucle, en augmentant ou en diminuant la self équivalente par l'intermédiaire de la largeur *W* (cf. figure IV.19).

La figure IV.21 montre le coefficient de réflexion S_{11} obtenu sur l'un des accès de la demi-boucle *B* tandis que le second est chargé sur 50Ω . La structure étant symétrique, on retrouve les mêmes caractéristiques sur les deux accès. On constate que la demi-boucle *B* couvre la bande de fréquences spécifiée avec une bande de [815MHz-1035MHz] ($\Delta f/f_0 = 23\%$).

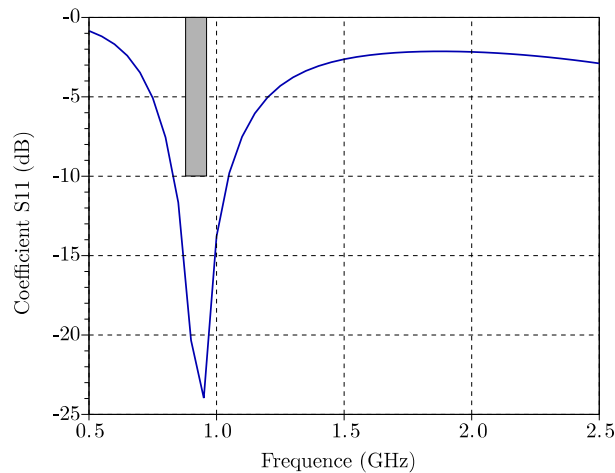


FIGURE IV.21 – Coefficient de réflexion S_{11} de la demi-boucle B avec le gabarit spécifié (gris).

Etape 2 : Conception d'une demi-boucle A

La seconde étape de la conception du capteur magnétique bibande, consiste à concevoir une demi-boucle, appelée demi-boucle A, couvrant cette fois-ci la bande [1710MHz-1880MHz]. Le principe de conception est identique à celui de la demi-boucle B fournissant ainsi une structure rayonnante similaire. La figure IV.22 illustre la structure de la demi-boucle A.

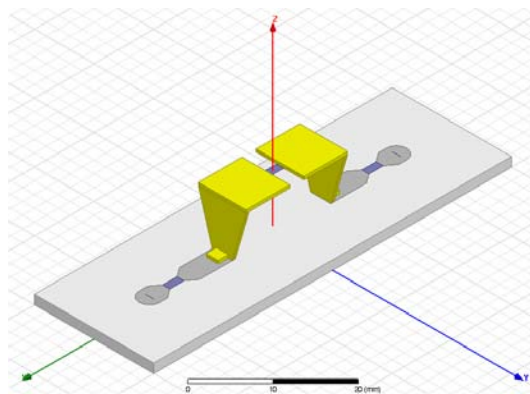


FIGURE IV.22 – Demi-boucle A monobande.

Contrairement à la demi-boucle B , une capacité est positionnée au centre de la structure rayonnante, notée C_f , d'une valeur de 0.9pF. L'intérêt principal de cette capacité n'apparaît que dans la troisième étape de conception qui consiste à regrouper les demi-boucles A et B. Néanmoins, elle doit être prise en compte dans cette étape car elle contribue à la résonance de la structure en réduisant la longueur électrique. En vue de combiner les demi-boucles A et B, les mêmes effets capacitifs C_a et C_c sont appliqués. La figure IV.23 et le tableau IV.5 donnent les dimensions de la demi-boucle A.

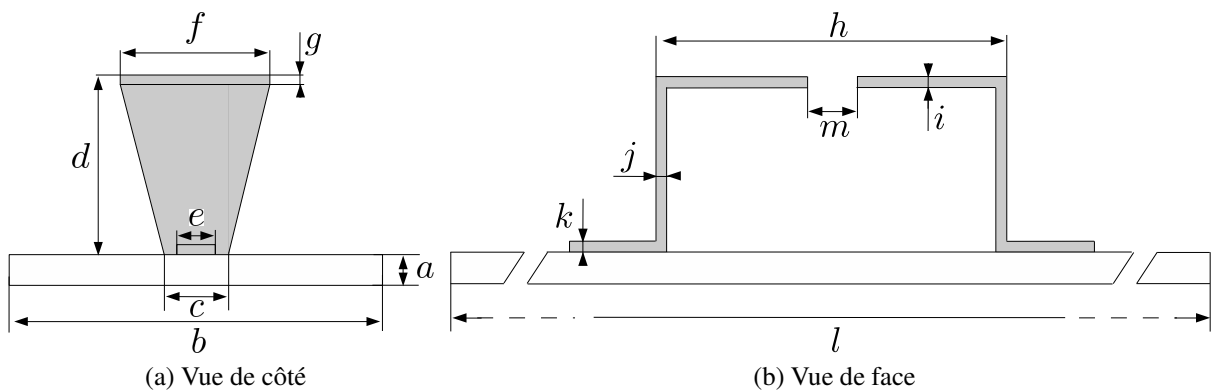


FIGURE IV.23 – Dimensions de la demi-boucle A couvrant la bande [1710MHz-1880MHz]

<i>a</i>	1.524mm	<i>c</i>	3.7mm	<i>e</i>	2mm	<i>g</i>	0.5mm	<i>i</i>	0.5mm	<i>k</i>	0.5mm	<i>m</i>	2.4mm
<i>b</i>	20mm	<i>d</i>	8.5mm	<i>f</i>	8mm	<i>h</i>	17mm	<i>j</i>	0.5mm	<i>l</i>	60mm		

TABLE IV.5 – Demi-boucle A couvrant la bande [1710MHz-1880MHz]

La figure IV.24 donne le coefficient de réflexion S_{11} simulé à l’entrée de la demi-boucle A.

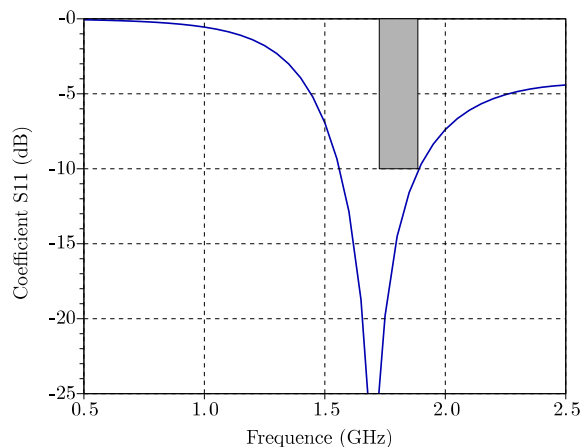


FIGURE IV.24 – Coefficient de réflexion S_{11} de la demi-boucle A avec le gabarit spécifié (gris).

Pour un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10dB, on note une bande passante $\Delta f = 325\text{MHz}$ ($\Delta f / f_0 = 19\%$), couvrant la plage de fréquence [1560MHz-1885MHz].

Etape 3 : Combinaison des demi-boucle A et B

Cette dernière étape consiste à imbriquer les deux demi-boucles monobandes, A et B, pour ne former plus qu’une seule structure rayonnante bibande. La figure IV.25 illustre le résultat de cette combinaison.

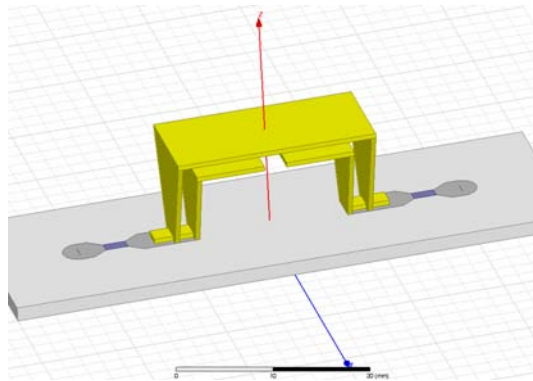


FIGURE IV.25 – Capteur magnétique UHF bibande.

La capacité C_f , positionnée au centre de la demi-boucle A , permet de découpler les deux modes résonnants propres à chacune des deux demi-boucles. La figure IV.26 montre le découplage des deux modes résonnants en affichant la distribution des courants surfaciques dans les bandes A et B .

On observe bien le découplage des deux modes résonnants. Dans la bande A (cf. figure IV.26d à IV.26f), la demi-boucle A résonne avec un courant relativement uniforme tout le long de la structure. Cette répartition de courant correspond au mode fondamental d'une demi-boucle. On remarque cependant des courants induits par couplage sur la demi-boucle B . Ces courants parasites, présents sur les bords de la structure basse fréquence (cf. figure IV.27), sont en opposition de phase avec les courants traversant la demi-boucle A . Ainsi, ils créent des interférences destructives avec le champ rayonné. L'affaiblissement du rayonnement provoqué ces interférences sera quantifié dans la suite de l'étude.

Dans la bande B (cf. figure IV.26a à IV.26e), le courant relativement uniforme circule seulement sur la demi-boucles B faisant ainsi rayonner le mode fondamental. On retrouve un couplage entre les deux structures. Cependant, la demi-boucle A étant imbriquée dans la demi-boucle B , ces courants induits ne contribuent pas au rayonnement en champ lointain.

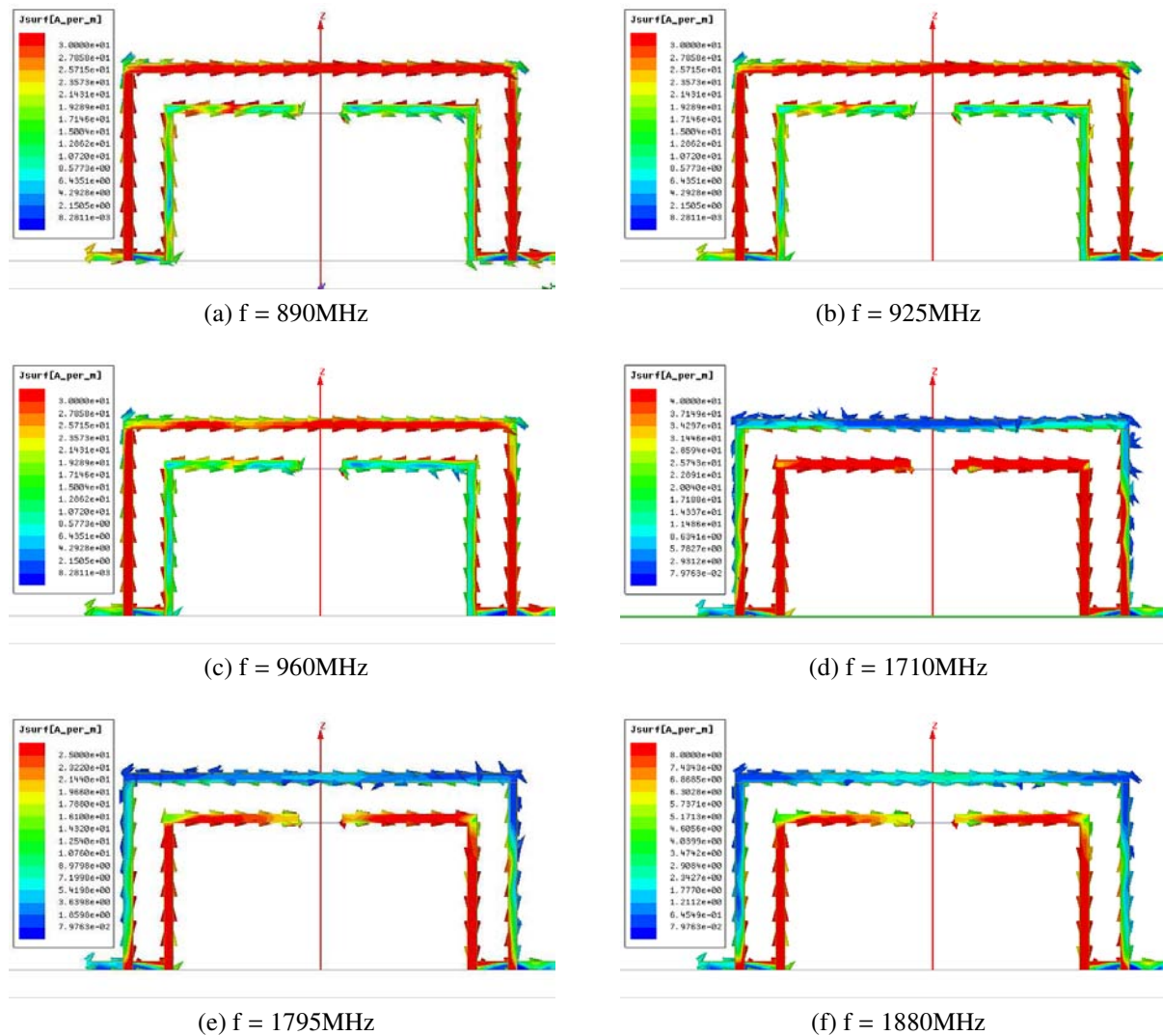


FIGURE IV.26 – Distribution des courants surfaciques sur la demi-boucle bibande dans les bandes A et B.

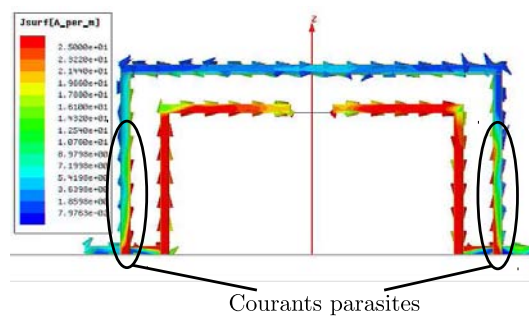


FIGURE IV.27 – Courants induits sur la demi-boucle B en bande A.

2.2.b Adaptation d'impédance

Le couplage EM entre les structures, présent dans la bande A , modifie la fréquence de résonance f_0^A . Par conséquent, la capacité C_f a dû être réajustée à 1.1pF afin de compenser ce décalage. La figure IV.28 donne le coefficient de réflexion S_{11} simulé du capteur magnétique UHF bibande.

Les deux résonances permettent, pour un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, de couvrir une bande passante de :

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

La demi-boucle A étant imbriquée dans la demi-boucle B , le champ EM est conditionné en haute fréquence ce qui augmente le facteur de qualité de l'antenne et par conséquent diminue sa bande passante. C'est pourquoi, pour la bande A , on passe de $\Delta f/f_0 = 19\%$ (demi-boucle A seule) à $\Delta f/f_0 = 10\%$ (demi-boucle A et B imbriquées). Malgré cette diminution de la bande passante, le capteur magnétique bibande couvrent les deux bandes de fréquences GSM.

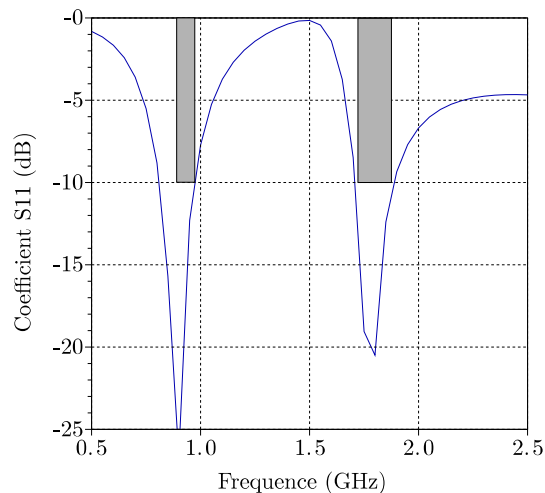


FIGURE IV.28 – Coefficient de réflexion S_{11} du capteur magnétique bibande avec le gabarit spécifié (gris).

2.2.c Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement du capteur magnétique sont simulés dans les deux bandes de fréquences A et B de -90° à 90° en azimut en raison du support de taille infinie. La figure IV.29 donne le gain simulé en polarisation TM_n , selon l'axe de la demi-boucle bibande, noté n , à 925MHz et 1795MHz. Les angles ϕ sont représentés sur l'axe circulaire, tandis que les angles θ correspondent à l'axe radial.

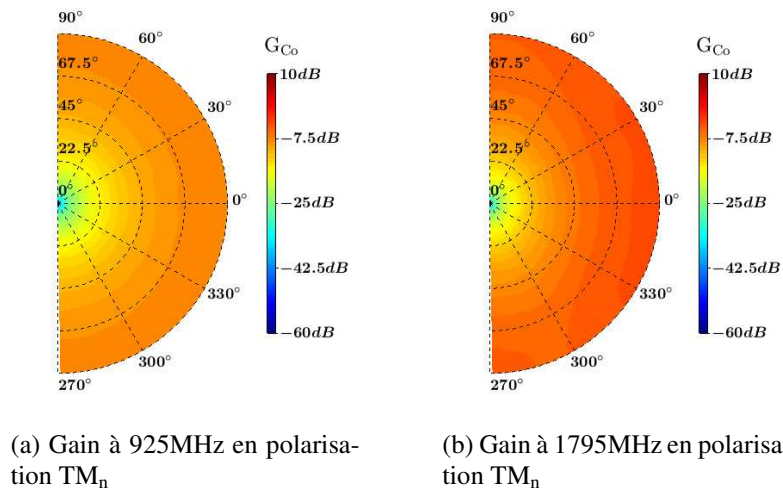


FIGURE IV.29 – Gain simulé du capteur magnétique bibande en co-polarisation à (a) 925MHz et (b) 1795MHz.

Chaque demi-boucle fonctionne dans son mode fondamental. Le rayonnement obtenu est ainsi bidirectionnel en site et omnidirectionnel en azimut. La répartition des courants surfaciques dans la bande A (cf. figure IV.26d à IV.26f) montre un couplage entre les demi-boucles A et B, induisant des courants parasites sur les surfaces verticales de la demi-boucle B (cf. figure IV.27). Ces courants sont en opposition de phase à ceux traversant la demi-boucle A. Par conséquent, ils contribuent au rayonnement en champ lointain dans la bande A, en atténuant le champ EM rayonné. Néanmoins, cette atténuation reste faible avec une diminution maximale sur la directivité de 1.5dB.

Le gain de ce capteur magnétique est faible avec une valeur maximale de -6.9dBi à 925MHz et -3dBi à 1795MHz. Cette perte d'efficacité est causée par la forte dissipation des courants dans les deux charges 50Ω connectées à chaque extrémité de la demi-boucle. Ces pertes vont cependant permettre d'atteindre une bande passante suffisamment large tout en conservant un capteur compact ($\lambda/15$ sur $\lambda/30$ à 925MHz et $\lambda/10$ sur $\lambda/20$ à 1795MHz). En effet, dans le cas d'une antenne sans perte, il est difficile d'atteindre cette largeur de bande avec une antenne électrique petite [97]. De plus, l'excitation par double accès permet de conserver un diagramme de rayonnement symétrique [92]. Par conséquent, nous avons décidé de conserver ce principe d'excitation malgré cette perte d'efficacité qui pourra être compensée en positionnant un LNA (Low Noise Amplifier) en sortie du capteur.

La figure IV.30 donne le gain simulé en polarisation croisée.

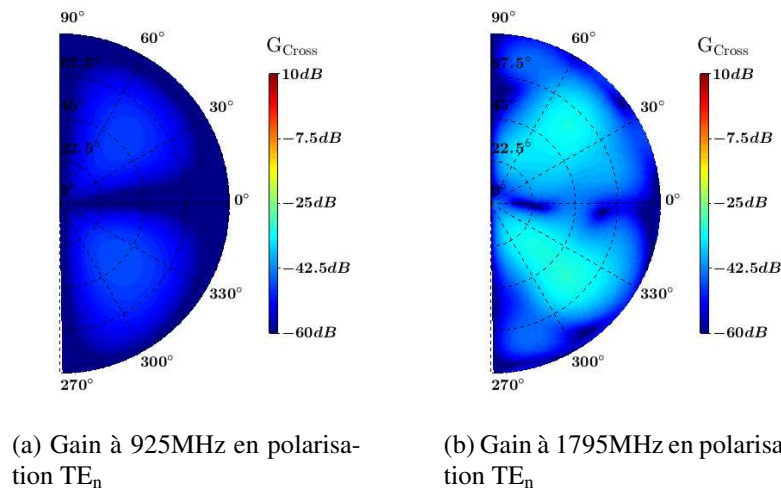


FIGURE IV.30 – Gain simulé du capteur magnétique bibrande en polarisation croisée à (a) 925MHz et (b) 1795MHz.

On constate que la polarisation croisée est faible avec un gain maximal de -45dBi et -30dBi à respectivement 925MHz et 1795MHz. Le capteur magnétique n'est donc pas sensible aux signaux en polarisation TE_n . La discrimination de polarisation croisée correspondante est donnée en annexe D.2.

3 Conception d'une antenne vectorielle UHF bibrande

A partir de la nouvelle topologie d'antennes de radiogoniométrie ainsi que des capteurs précédemment proposés, une antenne vectorielle UHF bibrande est développée. Le support métallique utilisé pour cette antenne est une plaque métallique de $800 \times 800\text{mm}$. Les bandes de fréquences opérationnelles de cette antenne de goniométrie sont les deux bandes GSM :

- Bande A = [1710MHz-1880MHz] ;
- Bande B = [890MHz-960MHz].

3.1 Intégration des capteurs électriques et magnétiques

Les capteurs électriques et magnétiques UHF bibrandes, développés dans cette étude, ont été assemblés suivant la topologie proposée en figure IV.3. La figure IV.31 montre une vue d'ensemble de l'antenne vectorielle UHF bibrande modélisée avec le logiciel de simulation HFSS.

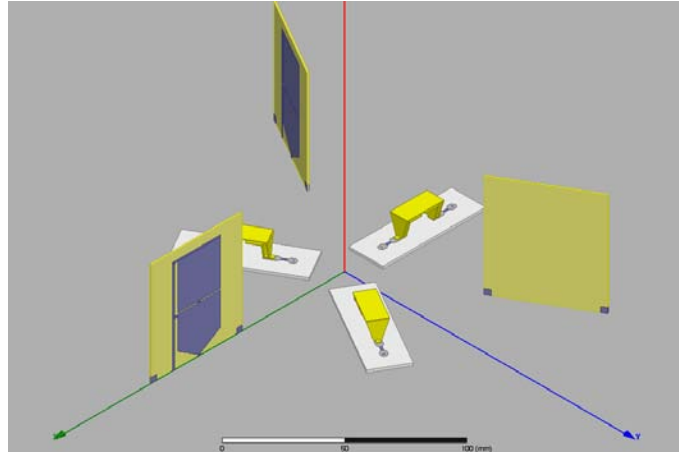


FIGURE IV.31 – Antenne vectorielle UHF bibande.

On retrouve donc trois monopôles repliés pour mesurer le champ électrique suivant l'axe z et trois demi-boucles chargées pour mesurer le champ magnétique suivant les axes x et y .

D'après l'analyse du risque d'ambiguïtés théorique, réalisée précédemment, la distance de séparation des capteurs électriques d_E^{AB} , pour un rapport de distance $d_E^{AB}/d_H^{AB} = 2$, doit être inférieure à $d_{AMB} = 0.57\lambda$. Dans le cadre d'une antenne multibande, cette distance est définie à la fréquence la plus élevée :

$$d_{AMB} = 0.57\lambda_{\min} \quad (\text{IV.6})$$

où λ_{\min} est la longueur d'onde minimale parmi les fréquences couvertes par l'antenne. Nous avons donc fixé $d_E^{AB} = 0.53\lambda_{\min}$ impliquant une distance de séparation des capteurs magnétiques $d_H^{AB} = 0.265\lambda_{\min}$. La fréquence maximale de fonctionnement des deux bandes GSM étant 1880MHz, les distances fixées pour cette antenne sont $d_E^{AB} = 85\text{mm}$ et $d_H^{AB} = 42.5\text{mm}$.

3.2 Calcul de la borne de Cramer Rao

Pour évaluer l'amélioration de la précision d'estimation à partir de cette architecture d'antennes, nous calculons la borne de Cramer Rao théorique en utilisant des capteurs élémentaires non couplés, et nous la comparons à celle obtenue avec la topologie de l'antenne à trois éléments répartis, étudiée dans le chapitre précédent (cf. figure III.21). Le détail du calcul est donné en annexe A.3.

Le calcul est réalisé aux fréquences les plus faibles afin d'être dans le pire cas, c'est-à-dire dans le cas où les distances d_E^{AB} et d_H^{AB} sont électriquement les plus faibles. On se place donc à 890MHz, ce qui implique que la distance est de $d_E^{AB} = 0.25\lambda$.

La figure IV.32 donne les bornes maximales calculées pour l'angle ϕ et θ dans l'ensemble du demi-espace 3D, excepté à $\theta = 90^\circ$ en raison de la singularité, pour un RPB allant de 15dB.m^{-2} à 55dB.m^{-2} et pour $d = 0.25\lambda$.

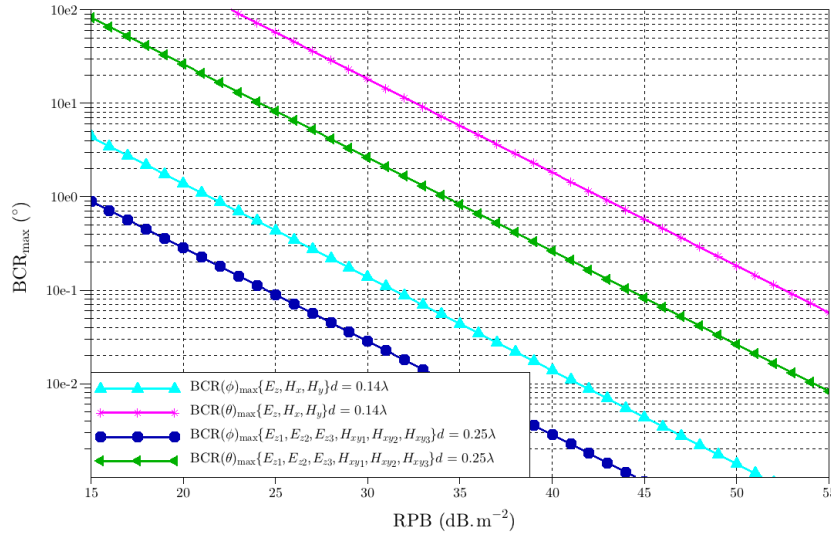


FIGURE IV.32 – $\text{BCR}(\phi)$ et $\text{BCR}(\theta)$ maximales obtenues dans l'ensemble du demi-espace 3D, à partir de l'antenne Dloc ($d = 0.14\lambda$) et de l'antenne vectorielle bibrande ($d = 0.25\lambda$), en polarisation TM_z .

On observe une nette amélioration apportée par la nouvelle topologie d'antennes sur l'estimation des angles en azimuth et en site. L'ajout de trois capteurs supplémentaires (une demi-boucle et deux dipôles) spatialement répartis, permet pour une même précision d'estimation, de diminuer le RPB de 7dB pour le paramètre ϕ et de 9dB pour θ .

3.3 Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF bibrande

Les caractéristiques de chacun des capteurs électriques et magnétiques de l'antenne vectorielle bibrande ont été évaluées par le biais de simulation EM. Ces caractéristiques sont les suivantes :

- l'adaptation d'impédance ;
- le couplage entre capteurs ;
- les diagrammes de rayonnement.

3.3.a Adaptation d'impédance

La proximité des capteurs modifie légèrement leur fréquence de résonance. Pour compenser ce léger décalage, la self L incluse dans la trappe des monopôles repliés ainsi que la capacité de découplage C_f , qui influent sur la fréquence de résonance des éléments rayonnants, ont été réajustées respectivement à 4.7nH et 1.2pF.

L'adaptation d'impédance est simulée à l'entrée du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} en chargeant les autres éléments sur 50Ω . Les impédances d'entrée des quatre autres capteurs rayonnants sont similaires en raison de la symétrie par rotation présente dans la géométrie de l'antenne. La figure IV.33 donne le coefficient de réflexion S_{11} simulé en sortie de E_{z1}^{AB} et de H_{xy1}^{AB} .

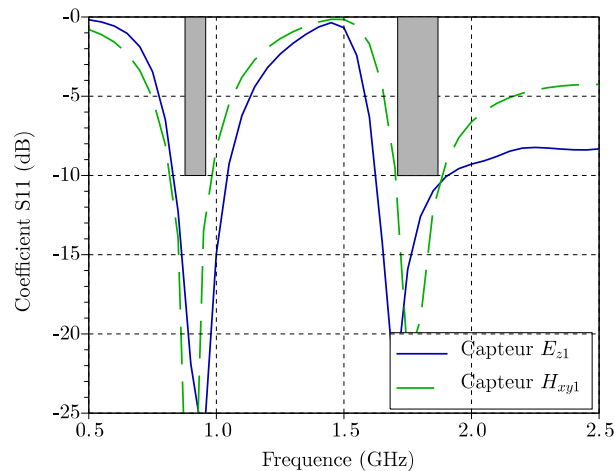


FIGURE IV.33 – Coefficient de réflexion S_{11} du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} avec le gabarit spécifié (gris).

On constate que la couverture fréquentielle visée est adressée par l'antenne vectorielle bibande que nous avons développée. Les bandes de fréquences couvertes sont :

- pour les capteurs électriques, [830MHz-1050MHz] ($\Delta f/f_0 = 23\%$) et [1625MHz-1904MHz] ($\Delta f/f_0 = 16\%$);
- pour les capteurs magnétiques, [815MHz-980MHz] ($\Delta f/f_0 = 18\%$) et [1702MHz-1890MHz] ($\Delta f/f_0 = 10\%$).

3.3.b Couplage entre capteurs

Les tableaux IV.6 et IV.7 donnent respectivement les coefficients de couplage dans les bandes A et B.

	E_{z1}^{AB}	E_{z2}^{AB}	E_{z3}^{AB}	H_{xy1a}^{AB}	H_{xy1b}^{AB}	H_{xy2a}^{AB}	H_{xy2b}^{AB}	H_{xy3a}^{AB}	H_{xy3b}^{AB}
E_{z1}^{AB}	X	-16.8	-16.8	-37.3	-23.1	-25.9	-28.1	-23.1	-26
E_{z2}^{AB}	-16.8	X	-16.7	-25.8	-27.8	-37.7	-23.2	-26.3	-28.2
E_{z3}^{AB}	-16.8	-16.7	X	-25.8	-27.9	-26.3	-28.1	-37.8	-23.3
H_{xy1a}^{AB}	-37.3	-25.8	-25.8	X	X	-50.6	-43.9	-50.9	-43.6
H_{xy1b}^{AB}	-23.1	-27.8	-27.9	X	X	-44.2	-29.3	-44.2	-29.2
H_{xy2a}^{AB}	-25.9	-37.7	-26.3	-50.6	-44.2	X	X	-50.9	-44
H_{xy2b}^{AB}	-28.1	-23.2	-28.1	-43.9	-29.3	X	X	-44.5	-29.4
H_{xy3a}^{AB}	-23.1	-26.3	-37.8	-50.9	-44.2	-50.9	-44.5	X	X
H_{xy3b}^{AB}	-26	-28.2	-23.3	-43.6	-29.2	-44	-29.4	X	X

TABLE IV.6 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne vectorielle bibande à 1795MHz

	E_{z1}^{AB}	E_{z2}^{AB}	E_{z3}^{AB}	H_{xy1a}^{AB}	H_{xy1b}^{AB}	H_{xy2a}^{AB}	H_{xy2b}^{AB}	H_{xy3a}^{AB}	H_{xy3b}^{AB}
E_{z1}^{AB}	X	-12.1	-12.1	-29.3	-26.3	-35.2	-33.7	-35.4	-33.6
E_{z2}^{AB}	-12.1	X	-12.1	-35.2	-33.5	-29.3	-26.4	-35.9	-33.5
E_{z3}^{AB}	-12.1	-12.1	X	-34.9	-33.6	-35.6	-33.4	-29.3	-26.4
H_{xy1a}^{AB}	-29.3	-35.2	-34.9	X	X	-42.8	-43.2	-42.8	-43.2
H_{xy1b}^{AB}	-26.3	-33.5	-33.6	X	X	-43.1	-38.6	-43.1	-38.6
H_{xy2a}^{AB}	-35.2	-29.3	-35.6	-42.8	-43.1	X	X	-42.9	-42.2
H_{xy2b}^{AB}	-33.7	-26.4	-33.4	-43.2	-38.6	X	X	-43.3	-38.3
H_{xy3a}^{AB}	-35.4	-35.9	-29.3	-42.8	-43.1	-42.9	-43.3	X	X
H_{xy3b}^{AB}	-33.6	-33.5	-26.4	-43.2	-38.6	-42.2	-38.3	X	X

TABLE IV.7 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne vectorielle bibande à 925MHz

On remarque que l'interaction entre les capteurs est faible dans les deux bandes de fréquences. Comme prédit, cette topologie permet de réduire fortement le couplage entre les capteurs électriques et magnétiques avec un couplage maximal de -26.3dB et -23.1dB à respectivement 925MHz et 1795MHz. Le couplage le plus important, d'une valeur de -12.1dB, se produit dans la bande *B* entre les capteurs électriques, là où la distance d_E^{AB} est électriquement plus petite. Cette distance étant limitée par l'apparition des ambiguïtés angulaires, l'écartement entre capteurs ne peut être augmenté. Par conséquent, pour réduire l'effet du couplage sur les performances d'estimation, on peut faire appel à des techniques permettant de le compenser, qui consistent à calculer (par simulation ou mesure) et à inverser la matrice de couplage intercapteurs [93, 94, 98, 99]. Pour cette antenne vectorielle, nous considérons que le couplage est suffisamment faible.

3.3.c Diagrammes de rayonnement

L'antenne vectorielle bibande est positionnée dans le repère défini en figure IV.34.

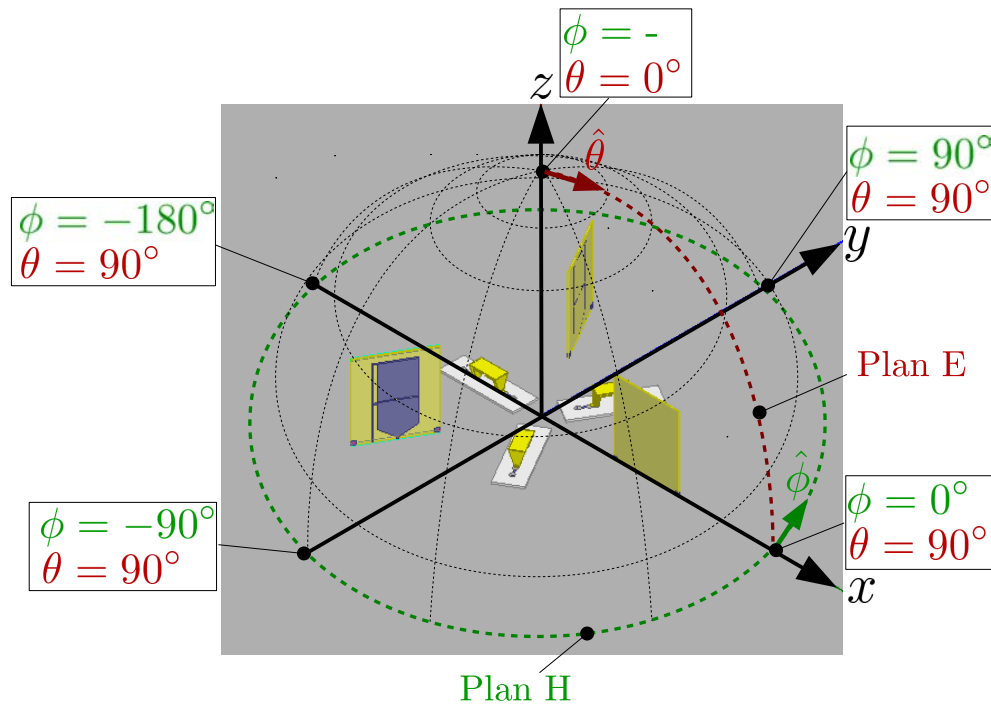


FIGURE IV.34 – Repère de l'antenne vectorielle bibande.

Les diagrammes de rayonnement sont caractérisés pour les deux bandes de fréquences GSM. La figure IV.35 affiche le gain simulé en polarisation TM_z (composante $\hat{\theta}$) des capteurs E_{z1}^{AB} et H_{xy1}^{AB} . Le rayonnement des quatre autres capteurs sont similaires en raison de la symétrie par rotation de la géométrie de l'antenne. Ils sont donnés en annexe E.1.

Les diagrammes sont modifiés par la présence des cinq autres éléments rayonnants. Cela entraîne une modification du gain dans chaque bande de fréquences :

- Gain maximal dans la bande A : -1.2dBi pour H_{xy1}^{AB} et 7.4dBi pour E_{z1}^{AB} ;
- Gain maximal dans la bande B : -5.4dBi pour H_{xy1}^{AB} et 6.2dBi pour E_{z1}^{AB} .

Ces perturbations apparaissent aussi bien dans le plan horizontal (plan H) que vertical (plan E). La figure IV.36 donne la directivité normalisée des capteurs E_{z1}^{AB} et H_{xy1}^{AB} dans ces deux plans à 925MHz et 1795MHz où l'on observe mieux ces perturbations de rayonnement.

En présence des autres capteurs chargés sur 50Ω , l'omnidirectionnalité de E_{z1}^{AB} est perturbée en raison du champ diffusé par les structures adjacentes, principalement par E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} . Ce champ combiné au rayonnement de E_{z1}^{AB} , produit des effets constructifs et destructifs sur le champ total rayonné. Par conséquent, la directivité est atténué dans certaines directions (cf. plan H figure IV.36a et IV.36c). Ces défauts d'omnidirectionnalité sont de l'ordre de -4dB dans les deux

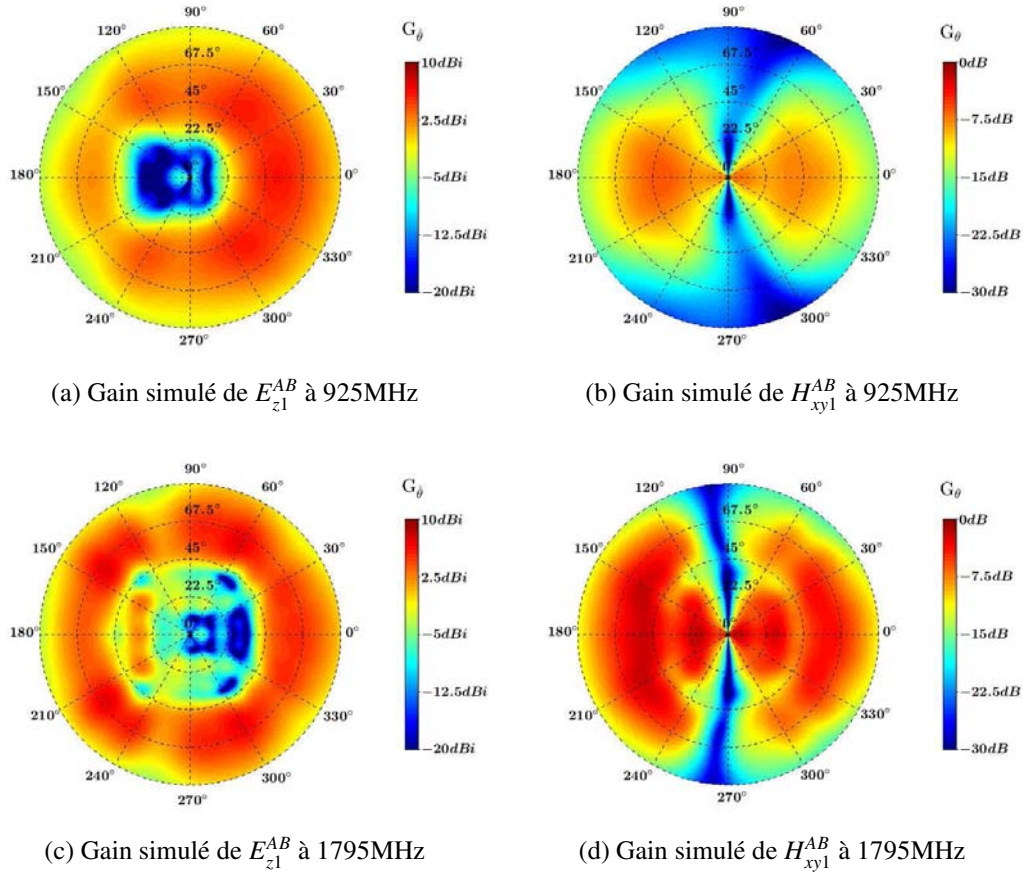


FIGURE IV.35 – Gain simulé du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz et 1795MHz.

bandes de fréquences. Le même phénomène est observé sur les capteurs magnétiques (cf. figure IV.36b et IV.36d) dissymétrisant ainsi le rayonnement bidirectionnel dans la plan H .

Dans le plan E , les diagrammes sont dissymétriques en raison de la position relative des capteurs par rapport au bord du support métallique. De plus, on observe des fluctuations sur la directivité résultant de la diffraction des ondes de surface sur le bord du support. Ces perturbations de rayonnement sont prises en compte dans le processus d'étalonnage. Néanmoins, elles génèrent des distorsions d'amplitude et de phase provoquant des zones angulaires sensibles dans lesquelles la précision d'estimation peut être dégradée.

Pour réduire ces effets, il aurait été intéressant de modifier la géométrie du bord de la plaque métallique, en y ajoutant par exemple une jupe [100], ou en filtrant les ondes de surface à l'aide de surface haute impédance [101, 102, 103]. Cependant, pour des raisons de coût de fabrication et par manque de temps, nous avons décidé de ne pas optimiser le support.

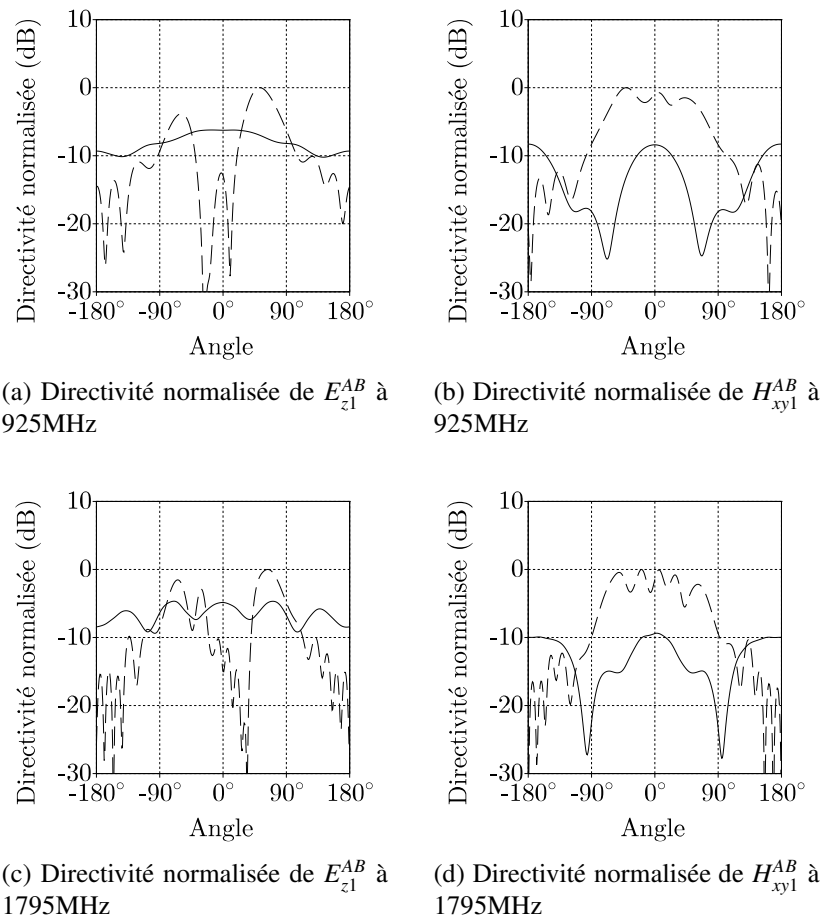


FIGURE IV.36 – Directivité normalisée du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} dans le plan H (ligne pleine) et E (ligne hachée) à 925 MHz et 1795 MHz.

3.4 Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande

Les performances d'estimation de cette antenne vectorielle bibande sont évaluées à partir de simulations EM dans le demi-espace 3D. Ces performances portent en particulier sur la précision d'estimation et sur la sensibilité de l'antenne.

3.4.a Conditions d'estimation

L'estimation de direction d'arrivée est réalisée à partir de simulation EM. Pour chaque direction d'arrivée, la réception d'une onde plane incidente en polarisation TM_z , générant une densité de puissance P_r , est simulée dans le but d'en extraire le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ correspondant. Les simulations sont réalisées pour $\phi \in [-60^\circ - 60^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\phi = 1^\circ$ et $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\theta = 5^\circ$. La géométrie de l'antenne ayant une symétrie par rotation de 120° , on suppose que les performances d'estimation sont identiques sur

les 240° en azimut restants. Sur chaque vecteur $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ est ajouté un bruit gaussien décorrélé, de puissance P_n , donnant ainsi le vecteur d'observation \mathbf{X} . P_n est fixé pour un facteur de bruit de FB=10dB (généralement compris entre 8dB et 10dB dans les récepteurs modernes) dans une bande passante $\Delta f=200\text{kHz}$, correspondant à la largeur d'un canal de communication GSM. Cette opération est répétée N fois afin d'obtenir plusieurs observations pour chaque onde incidente. L'algorithme MUSIC est ensuite appliqué sur ces observations pour estimer la direction d'arrivée. L'estimation de chaque direction d'arrivée est réitérée L fois dans le but de calculer une précision RMS.

Les performances doivent être évaluées dans les deux bandes de fréquences GSM. Cependant, en vue d'une validation expérimentale, la bande A a été décalée autour de 1000MHz. En effet, les moyens disponibles au LAAS-CNRS ne permettent pas de caractériser une antenne en dessous de 1000MHz. La chambre anéchoïque n'est pas spécifiée pour des fréquences inférieures à cette fréquence. La caractérisation des performances est donc effectuée à deux fréquences, 1000MHz et 1800MHz.

Le tableau IV.8 récapitule les conditions d'estimation utilisées pour caractériser les performances de l'antenne vectorielle bibande.

Algorithme	MUSIC
Couverture angulaire	$\phi \in [-60^\circ ; 60^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 1^\circ$ $\Delta\theta = 5^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE IV.8 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par simulation des performances de l'antenne vectorielle UHF bibande

Pour prendre en compte les distorsions d'amplitude et de phase sur les sorties des capteurs, causées par d'éventuelles perturbations de rayonnement, un étalonnage du vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ est réalisé en utilisant directement les diagrammes de rayonnement simulés des six capteurs dans les deux bandes de fréquences. De ces diagrammes, on en déduit le vecteur de direction de l'antenne $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ de référence utilisé dans MUSIC.

3.4.b Risque d'ambiguïtés

L'apparition d'ambiguïtés dépend de la diversité spatiale des capteurs ainsi que de leur diagramme de rayonnement. Les perturbations de rayonnement précédemment observées vont donc avoir un impact sur le spectre d'ambiguïtés en apportant des distorsions d'amplitude et de phase sur le vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$. Malgré un étalonnage idéal, à savoir une mesure du diagramme de chaque capteurs positionnés sur le support, ces défauts peuvent provoquer des

ambiguïtés qui ne peuvent être levées sans modifier la structure de l'antenne. Nous avons donc réévalué les spectres d'ambiguïtés 3D de l'antenne vectorielle bibande en utilisant cette fois-ci les vecteurs de direction $d(\phi, \theta)$ calculés à partir de simulations EM. La figure IV.37 donne les spectres d'ambiguïtés 3D simulés.

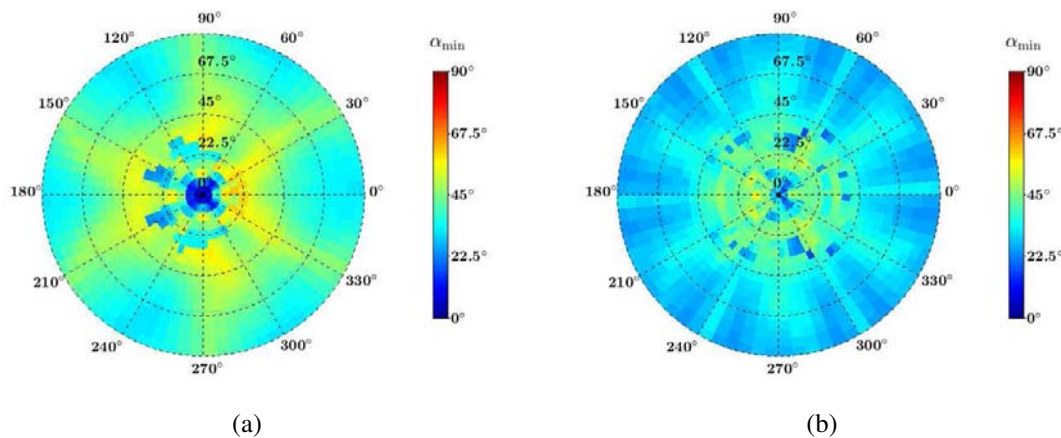


FIGURE IV.37 – Spectres d'ambiguïtés 3D simulés de l'antenne bibande à (a) 1000MHz et (b) 1800MHz.

On remarque que la prise en compte des perturbations de rayonnement, incluant la présence du support métallique, altère fortement le spectre d'ambiguïtés. Les ondulations des diagrammes causées par la diffraction du champ EM sur le bord du support, pour $\theta > 45^\circ$, modifie la réponse de l'antenne ce qui augmente le risque d'ambiguïtés aussi bien à 1000MHz qu'à 1800MHz. Néanmoins, excepté la singularité à $\theta = 0^\circ$, aucune ambiguïté ($\alpha = 0^\circ$) n'est détectée.

3.4.c Précision d'estimation

L'étude de l'antenne monobande à trois capteurs spatialement répartis, a permis de quantifier la sensibilité de cette antenne à $P_{\text{sensi}} = -95\text{dBW.m}^{-2}$ soit un $\text{RPB} = 46\text{dB.m}^{-2}$. Le calcul de la borne de Cramer Rao (cf. figure IV.32) a montré une amélioration de 9dB sur l'estimation de θ avec la nouvelle topologie d'antennes à six éléments. Par conséquent, pour évaluer sa précision d'estimation, nous fixons une densité de puissance incidente $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$, correspondant à un $\text{RPB} = 36\text{dB.m}^{-2}$. La puissance d'émission des téléphones mobiles sur le territoire national français est limitée à 1W dans la bande A et 2W dans la bande B. Ainsi, à partir de (I.16) et en supposant que le gain de l'antenne d'émission est de 0dBi, cette densité de puissance est équivalente à une portée théorique de 50km dans la bande A et 71km dans la bande B ce qui permet de donner une idée des valeurs numériques opérationnelles.

La figure IV.38 donne l'erreur d'estimation RMS $\Delta_{\theta\text{RMS}}$ obtenue à 1000MHz et 1800MHz à partir des conditions données dans le tableau IV.8. Les angles en site θ correspondent à l'axe radial tandis que l'axe circulaire représente les angles en azimut ϕ .

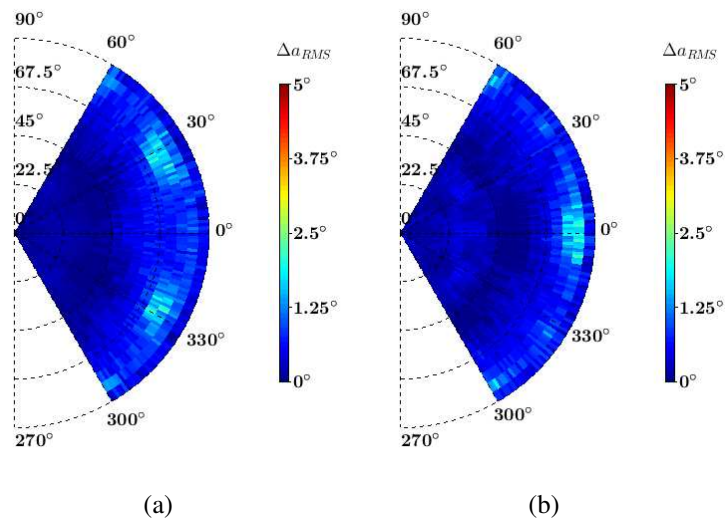


FIGURE IV.38 – Erreur RMS $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ simulée de l'antenne vectorielle b bande pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ à (a) 1000MHz et (b) 1800MHz.

On constate que dans l'ensemble de l'espace simulé, l'estimation est précise avec une erreur RMS maximale de 2.3° à 1000MHz et 1800MHz. Ces erreurs sont localisées. On les retrouve à θ proche de 90° et pour :

- ϕ proche de 30° et 330° à 1000MHz ;
- ϕ proche de 0° , 60° et 300° à 1800MHz.

En séparant l'erreur RMS en azimut ϕ et en site θ (cf. figure IV.39 et figure IV.40), on remarque que seule l'estimation de l'angle θ est perturbée. L'estimation de l'angle ϕ est très précise avec une erreur RMS maximale de 1.1° à 1000MHz et 1.3° à 1800MHz. Elles apparaissent pour des angles θ faibles, là où le RSB sur les trois sorties des capteurs électriques diminue, dégradant ainsi la précision de mesure du vecteur d'observation \mathbf{X} .

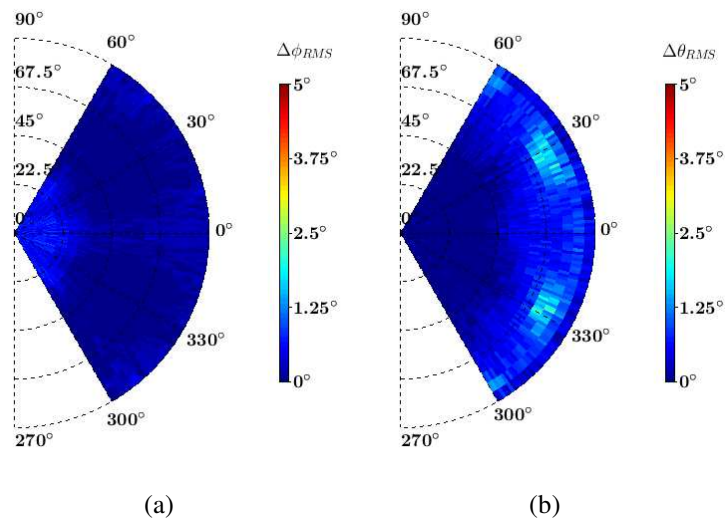


FIGURE IV.39 – Erreur angulaire RMS pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ à 1000MHz (a) $\Delta\phi_{RMS}(\phi, \theta)$ et (b) $\Delta\theta_{RMS}(\phi, \theta)$.

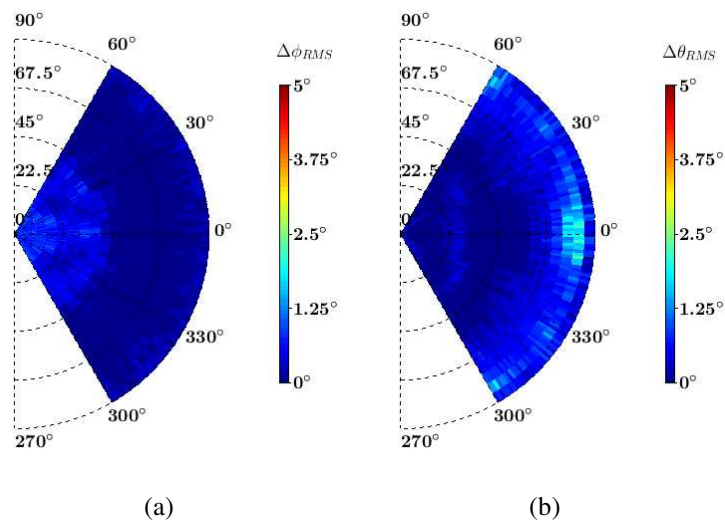


FIGURE IV.40 – Erreur angulaire RMS pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ à 1800MHz (a) $\phi \Delta\phi_{RMS}(\phi, \theta)$ et (b) $\theta \Delta\theta_{RMS}(\phi, \theta)$.

Les capteurs de l'antenne vectorielle bibande ont été délocalisés dans le but de ramener une phase spatiale sur chaque sortie de l'antenne, comme indiqué dans (IV.1). Ces phases varient en fonction de la direction d'arrivée de l'onde incidente, apportant ainsi une information supplémentaire pour l'estimation des angles ϕ et θ . Ainsi, en identifiant les zones angulaires ayant la plus faible variation de phase selon ϕ ou θ , on peut prédire les directions dans lesquelles les erreurs d'estimation seront les plus importantes.

Comme seul l'angle d'arrivée en site est perturbé et que cet angle est estimé à partir de la mesure du champ électrique, nous avons quantifié la variation de phase selon θ en sortie des capteurs électriques. On note trois phases relatives :

$$\begin{aligned}\delta\varphi_1(\phi, \theta) &= \varphi E_{z_1}^{AB}(\phi, \theta) - \varphi E_{z_2}^{AB}(\phi, \theta) \\ \delta\varphi_2(\phi, \theta) &= \varphi E_{z_1}^{AB}(\phi, \theta) - \varphi E_{z_3}^{AB}(\phi, \theta) \\ \delta\varphi_3(\phi, \theta) &= \varphi E_{z_3}^{AB}(\phi, \theta) - \varphi E_{z_2}^{AB}(\phi, \theta)\end{aligned}\quad (IV.7)$$

avec $\varphi E_{z_i}^{AB}(\phi, \theta)$ correspondant à la phase en sortie du i ème capteur électrique. La moyenne de ces phases relatives, notée $\Delta\varphi(\phi, \theta)$, est caractérisée dans l'ensemble des directions définies par $\phi \in [-60^\circ; 60^\circ]$ et $\theta \in [0; 90^\circ]$:

$$\Delta\varphi(\phi, \theta) = \frac{1}{M_E} \sum_{i=1}^{M_E} |\delta\varphi_i(\phi, \theta)| \quad (IV.8)$$

avec M_E étant le nombre de capteurs électriques. A partir de (IV.8), la variation de la phase relative moyenne est calculée selon θ compris dans $[0; 90^\circ]$:

$$d\Delta\varphi(\phi, \theta_n) = |\Delta\varphi(\phi, \theta_n) - \Delta\varphi(\phi, \theta_{n+1})| \quad (IV.9)$$

La figure IV.41 donne $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ obtenue avec l'antenne vectorielle bibande simulée à 1000MHz et 1800MHz.

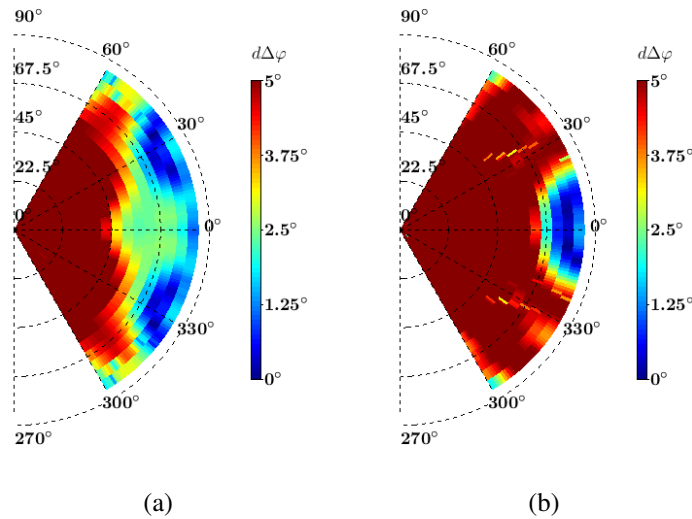


FIGURE IV.41 – Simulation de la variation de phase relative moyenne $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ selon θ en sortie des capteurs $E_{z_i}^{AB}$ à (a) 1000MHz et (b) 1800MHz.

Les résultats obtenus montrent la cohérence entre les zones angulaires ayant une faible variation de phase et celles ayant une dégradation de la précision. Ainsi, au travers de cette analyse, les zones où l'estimation est perturbée peuvent être clairement identifiées.

3.4.d Sensibilité

La sensibilité de l'antenne vectorielle bibande est évaluée dans le plan E où se situent les erreurs RMS maximales relevées précédemment, c'est-à-dire $\phi = 30^\circ$ à 1000MHz et $\phi = 0^\circ$ à 1800MHz. L'estimation de direction d'arrivée est réalisée pour quatre densités de puissance incidente : $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$, -105dBW.m^{-2} , -110dBW.m^{-2} et -115dBW.m^{-2} correspondant respectivement à $\text{RPB} = 41\text{dB.m}^{-2}$, 36dB.m^{-2} , 31dB.m^{-2} et 26dB.m^{-2} . La sensibilité est définie par la densité de puissance minimale, générant une erreur maximale de l'ordre de 5° RMS.

La figure IV.42 et la figure IV.43 donnent respectivement l'erreur RMS obtenue à 1000MHz et 1800MHz pour les quatre densités de puissance précédemment définies. La résolution angulaire pour cette analyse est réduite à $\Delta\theta = 1^\circ$.

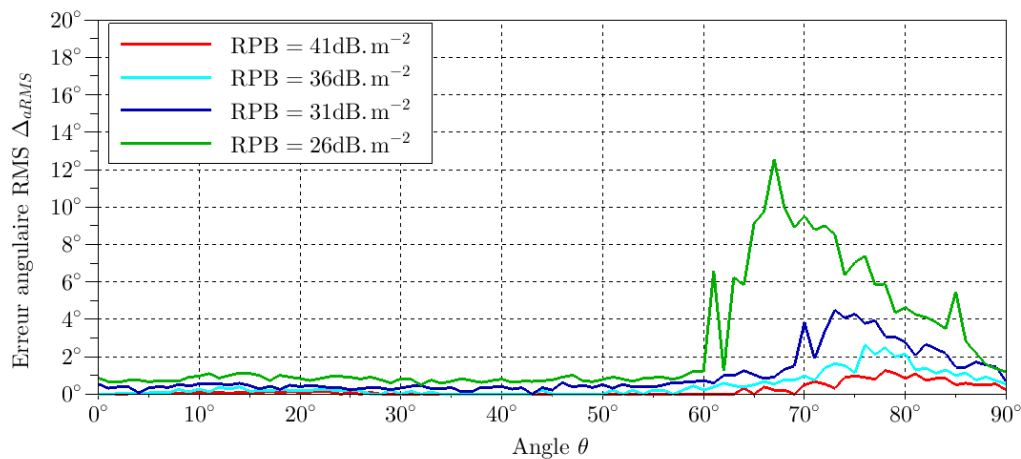


FIGURE IV.42 – Erreur RMS Δ_{aRMS} simulée pour $\text{RPB} = 41\text{dB.m}^{-2}$, 36dB.m^{-2} , 31dB.m^{-2} et 26dB.m^{-2} , $N=100$ and $L=20$, à 1000MHz dans le plan E à $\phi = 30^\circ$.

Plus la densité de puissance incidente P_r diminue, plus la largeur de la zone angulaire où l'estimation est perturbée augmente. Cela implique aussi une augmentation de l'erreur RMS Δ_{aRMS} maximale comme indiqué dans le tableau IV.9. L'analyse de la variation de phase selon θ a démontré que $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ augmente lorsque θ diminue. Ainsi, ces zones angulaires se situent à faible θ . Pour réduire ces erreurs d'estimation, il faudrait augmenter la diversité spatiale en augmentant la distance entre les éléments rayonnants ou bien augmenter le nombre de capteurs.

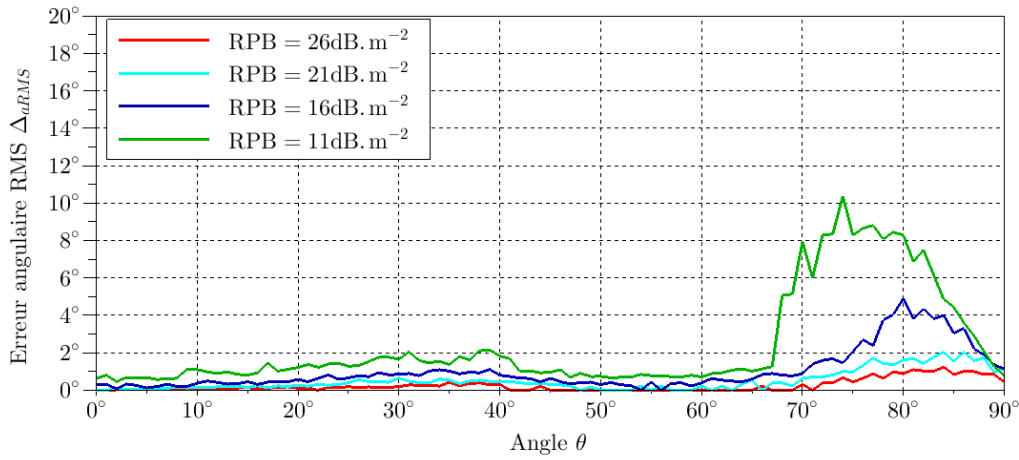


FIGURE IV.43 – Erreur RMS Δ_{aRMS} simulée pour $RPB = 41dB.m^{-2}$, $36dB.m^{-2}$, $31dB.m^{-2}$ et $26dB.m^{-2}$, $N=100$ and $L=20$, à $1800MHz$ dans le plan E à $\phi = 0^\circ$.

P_r	RPB	Δ_{aRMS} max à $1000MHz$	Δ_{aRMS} max à $1800MHz$
$-100dBW.m^{-2}$	$41dB.m^{-2}$	1.3°	1.2°
$-105dBW.m^{-2}$	$36dB.m^{-2}$	2.6°	2°
$-110dBW.m^{-2}$	$31dB.m^{-2}$	4.4°	4.9°
$-115dBW.m^{-2}$	$26dB.m^{-2}$	12.5°	10.3°

TABLE IV.9 – Récapitulatif des $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximales dans le plan E pour $\phi = 30^\circ$ à $1000MHz$ et $\phi = 0^\circ$ à $1800MHz$ en fonction de P_r .

On déduit de cette analyse que la sensibilité de l'antenne vectorielle de radiogoniométrie UHF bibrande est de $-110dBW.m^{-2}$ à $1000MHz$ et $1800MHz$. En utilisant la limite de puissance d'émission des téléphones mobiles sur le territoire national de $1W$ pour la bande A et $2W$ pour la bande B , et en supposant que le gain de l'antenne d'émission est de $0dBi$, on obtient une portée théorique de $126km$ à $1000MHz$ et $89km$ à $1800MHz$.

3.4.e Comparaison des performances de l'antenne bibrande et de l'antenne monobande

Afin de confirmer l'amélioration des performances d'estimation obtenues avec cette nouvelle topologie d'antennes, nous les comparons avec celles de l'antenne vectorielle monobande à trois éléments délocalisés sur un support de $800 \times 800mm$, étudiée dans le chapitre précédent. Pour cela, la différence de fréquence d'utilisation doit être prise en compte. En effet, la sensibilité d'une antenne est liée à sa surface effective qui dépend de son gain mais aussi de la fréquence de mesure comme indiqué dans (II.10).

Ainsi, en connaissant le gain de l'antenne et la puissance de bruit aux fréquences f_0 et f_1 , la

sensibilité à f_1 peut être calculée à partir de la sensibilité mesurée à f_0 :

$$P_r(f_1) = P_r(f_0) \frac{\lambda^2(f_0)G(f_0)P_n(f_1)}{\lambda^2(f_1)G(f_1)P_n(f_0)} \quad (IV.10)$$

Comme nous supposons un bruit blanc gaussien (P_n constante quelque soit la fréquence) et que nous utilisons des capteurs résonnants (approximation d'un gain constant à la fréquence de résonance), nous pouvons simplifier (IV.10) par la relation :

$$P_r(f_1) = P_r(f_0) \frac{\lambda^2(f_0)}{\lambda^2(f_1)} \quad (IV.11)$$

Dans ces conditions, pour une même densité de puissance incidente, à gain équivalent, une antenne fonctionnant à une fréquence plus basse, captera plus d'énergie par angle solide et par conséquent, fournira une puissance plus importante à sa sortie.

Nous calculons les sensibilités équivalentes de l'antenne vectorielle UHF bibande, obtenues à 1000MHz et 1800MHz, ramenée à 2400MHz à partir de (IV.11). Les résultats sont fournis dans le tableau IV.10.

Fréquence	P_{sensi} simulée	P_{sensi} convertie	P_{sensi} référence	Différence
1000MHz	-110dBW.m ⁻²	-102.5dBW.m ⁻²	-95dBW.m ⁻²	-7.5dB
1800MHz	-110dBW.m ⁻²	-107.5dBW.m ⁻²	-95dBW.m ⁻²	-12.5dB

TABLE IV.10 – Conversion de la sensibilité de l'antenne vectorielle UHF bibande à 2400MHz et comparaison avec celle de l'antenne Dloc de -95dBW.m⁻².

Pour l'antenne vectorielle à six éléments, on obtient une sensibilité convertie à 2400MHz de -107.5dBW.m⁻² pour la bande A et de -102.5dBW.m⁻² pour la bande B. Cette différence de 5dB est justifiée par le gain des demi-boucles chargées qui est plus important à 1800MHz mais aussi de l'augmentation de la diversité de phase en sortie des capteurs, due à une plus large répartition des éléments rayonnants, dans la bande A. La sensibilité de l'antenne à trois éléments est de -95dBW.m⁻². Ainsi, l'antenne vectorielle UHF bibande améliore la sensibilité de 12.5dB et 7.5dB pour la bande A et B respectivement.

4 Mesure des performances de l'antenne vectorielle UHF bibande

Une antenne vectorielle bibande couvrant les fréquences GSM, basée sur une topologie à six éléments, a été développée et ses performances ont été évaluées par le biais de simulations EM et de l'algorithme MUSIC. Malgré la présence de certaines zones angulaires sensibles, clairement identifiées, cette étude a mis en évidence les bonnes performances d'estimation obtenues avec cette antenne.

Dans le but de valider expérimentalement les performances obtenues par simulation, un prototype de cette antenne vectorielle est réalisé et mesuré en chambre anéchoïque au LAAS-CNRS.

4.1 Réalisation du prototype

Les capteurs de l'antenne vectorielle sont conçus en repartant des dimensions indiquées dans les tableaux IV.3, IV.4 et IV.5 et les figures IV.14, IV.20 et IV.23. La figure IV.44 montre la réalisation du capteur électrique bibande et du capteur magnétique bibande.

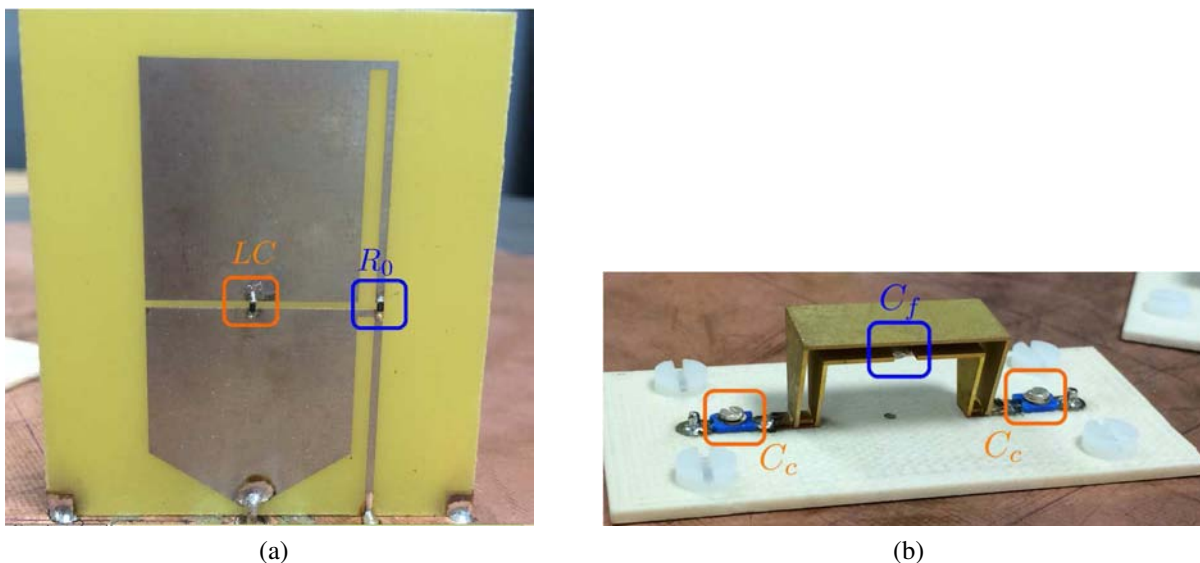


FIGURE IV.44 – Réalisation d'un capteur UHF bibande (a) électrique et (b) magnétique.

Sur le monopôle replié, la trappe notée LC est réalisée par une capacité et une self céramique mises en parallèle. Un emplacement pour une seconde trappe a été prévu dans le but d'accentuer l'isolation des deux modes résonnants si nécessaire. Cependant, les résultats ont montré qu'une seule cellule LC était suffisante. Par conséquent, elle est remplacée par une résistance nulle ($R_0 = 0\Omega$). Pour la demi-boucle, les capacités C_c et C_f sont réalisées par des capacités variables pour ajuster l'adaptation d'impédance ainsi que la fréquence de résonance de la demi-boucle A .

Ces capteurs sont ensuite assemblés sur un support métallique de 800x800mm, suivant la topologie d'antennes définie en figure IV.3. L'écartement des éléments rayonnants est fixé à $d_E^{AB} = 85\text{mm}$ (0.53λ à 1880MHz) et $d_H^{AB} = 42.5\text{mm}$ (0.265λ à 1880MHz). La figure IV.45 donne une vue d'ensemble de la réalisation de l'antenne vectorielle UHF bibande.

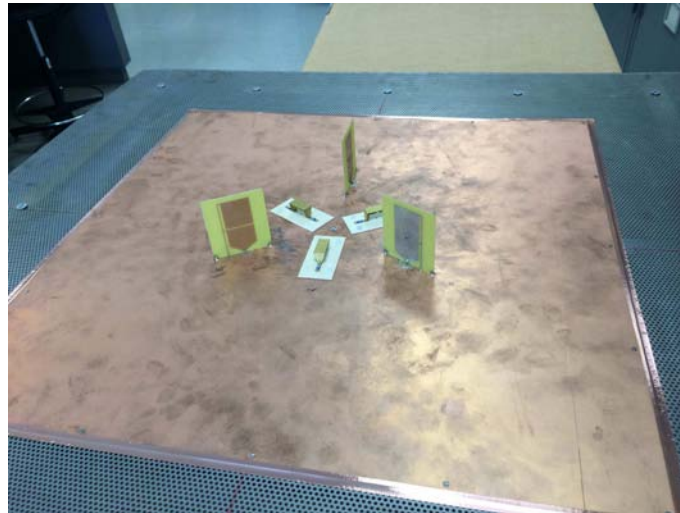


FIGURE IV.45 – Réalisation de l'antenne vectorielle UHF bibande.

La mesure des sorties de l'antenne est effectuée dans une chambre anéchoïque par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau Anritsu 37397D comme indiqué dans la description des moyens de test fournie en annexe B. Pour ne pas perturber l'environnement lors des expérimentations et garantir la stabilité des mesures, un répartiteur, composé de commutateurs contrôlable depuis l'extérieur de la chambre est développé. La figure IV.46 illustre ce répartiteur.

Il est composé de quatre commutateurs : deux commutateurs TTL 4 entrées/1 sortie, d'un commutateur TTL 2 entrées/1 sortie et d'un commutateur mécanique 2 entrées/1 sorties dont la sortie est connectée à l'entrée de l'analyseur de réseau. La documentation technique de ces commutateurs est donnée en annexe F.

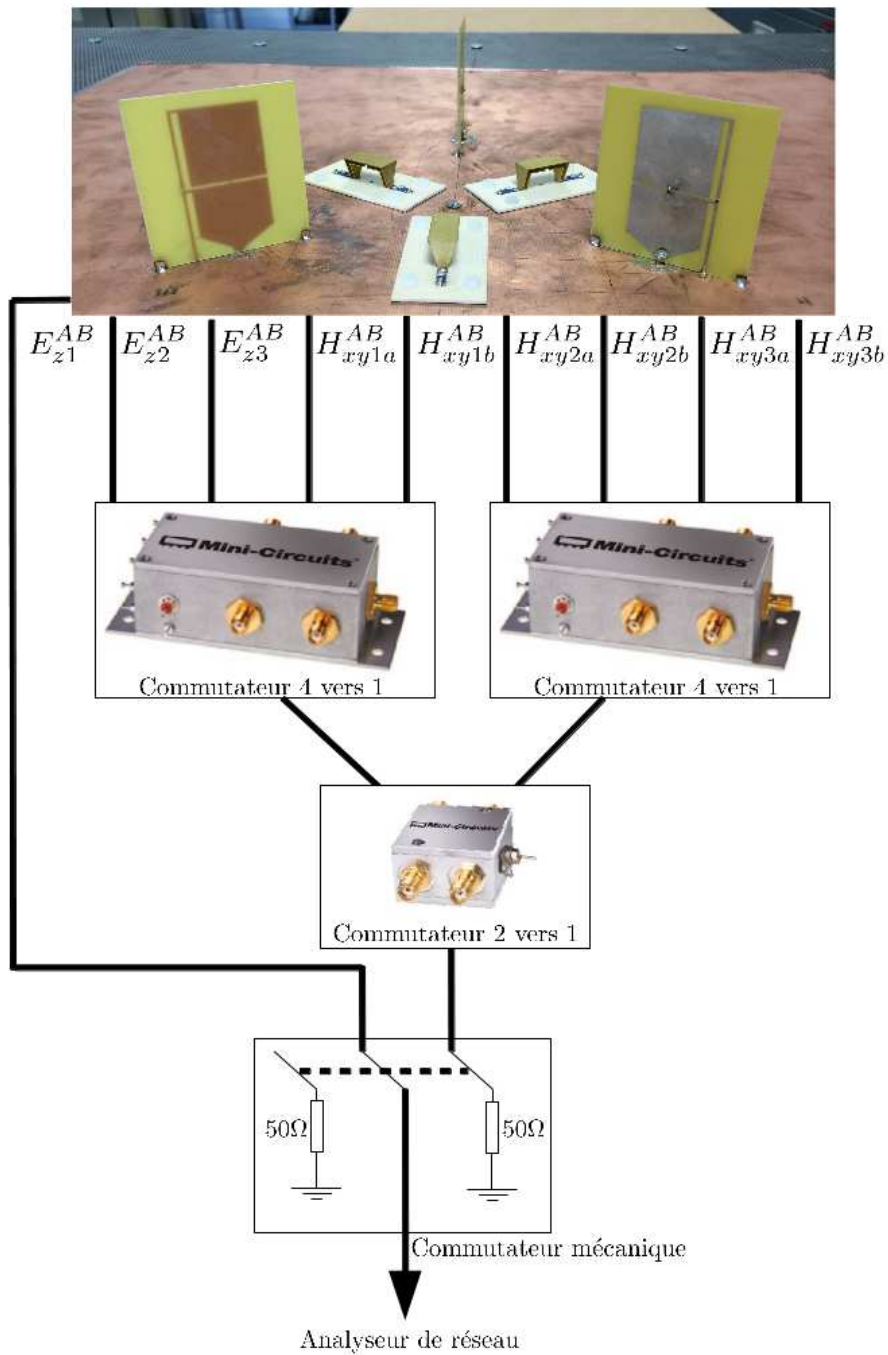


FIGURE IV.46 – Réalisation du répartiteur.

4.2 Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF bibande

Afin de valider la réalisation du prototype, les caractéristiques de l'antenne vectorielle bibande, à savoir sa couverture fréquentielle et ses diagrammes de rayonnement, ont été évaluées par mesure et comparées à celles obtenues par simulation.

4.2.a Adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance est mesurée à l'entrée de chaque capteur. Le but est de vérifier que la fréquence de résonance de chaque élément rayonnant est correctement accordée et que les bandes GSM sont couvertes. La figure IV.47 et la figure IV.48 donnent respectivement le coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré à l'entrée du capteur E_{z1}^{AB} et du capteur H_{x1}^{AB} .

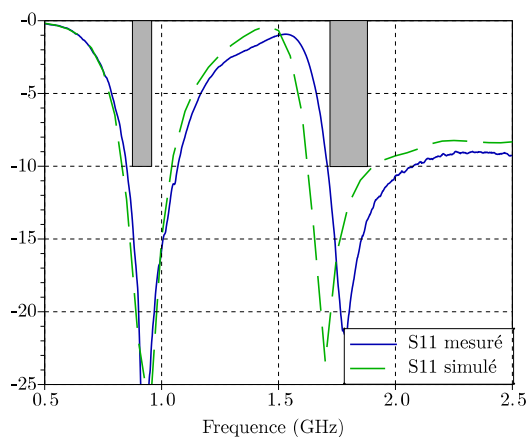


FIGURE IV.47 – Coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré à l'entrée du capteur électrique E_{z1}^{AB} avec le gabarit spécifié (gris).

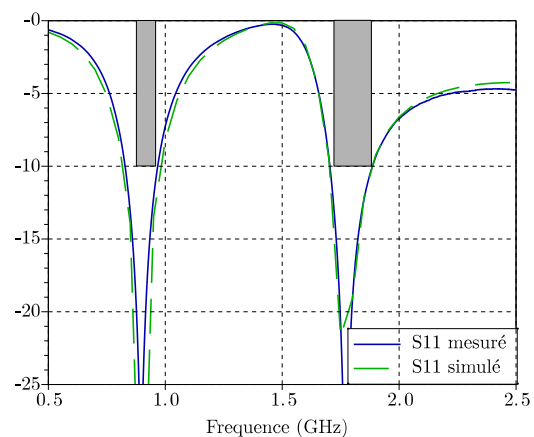


FIGURE IV.48 – Coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré à l'entrée du capteur magnétique H_{x1}^{AB} avec le gabarit spécifié (gris).

On note une légère augmentation de la fréquence de résonance dans la bande A du capteur électrique. Cependant, la largeur de bande étant initialement plus large que souhaitée, la bande visée est toujours couverte par ce monopôle repliée. Par ailleurs, le coefficient de réflexion S_{11} mesuré en entrée du capteur magnétique coïncide parfaitement avec celui simulé. Les bandes passantes mesurées sont donc :

- [850MHz-1068MHz] et [1706MHz-2075MHz] pour les capteurs électriques ;
- [820MHz-963MHz] et [1702MHz-1890MHz] pour les capteurs magnétiques.

4.2.b Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de chaque capteur dans les bandes de fréquences A et B ont été mesurés. En raison de la symétrie par rotation présente dans la topologie de l'antenne, le rayonnement est caractérisé seulement pour $\phi \in [-60^\circ - 60^\circ]$ avec un pas $\Delta\phi = 1^\circ$ et pour $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$ avec un pas $\Delta\theta = 5^\circ$. La figure IV.49 donne le gain mesuré du capteur E_{z1}^{AB} et H_{x1}^{AB} . Le rayonnement des quatre autres capteurs sont fournis en annexe E.2.

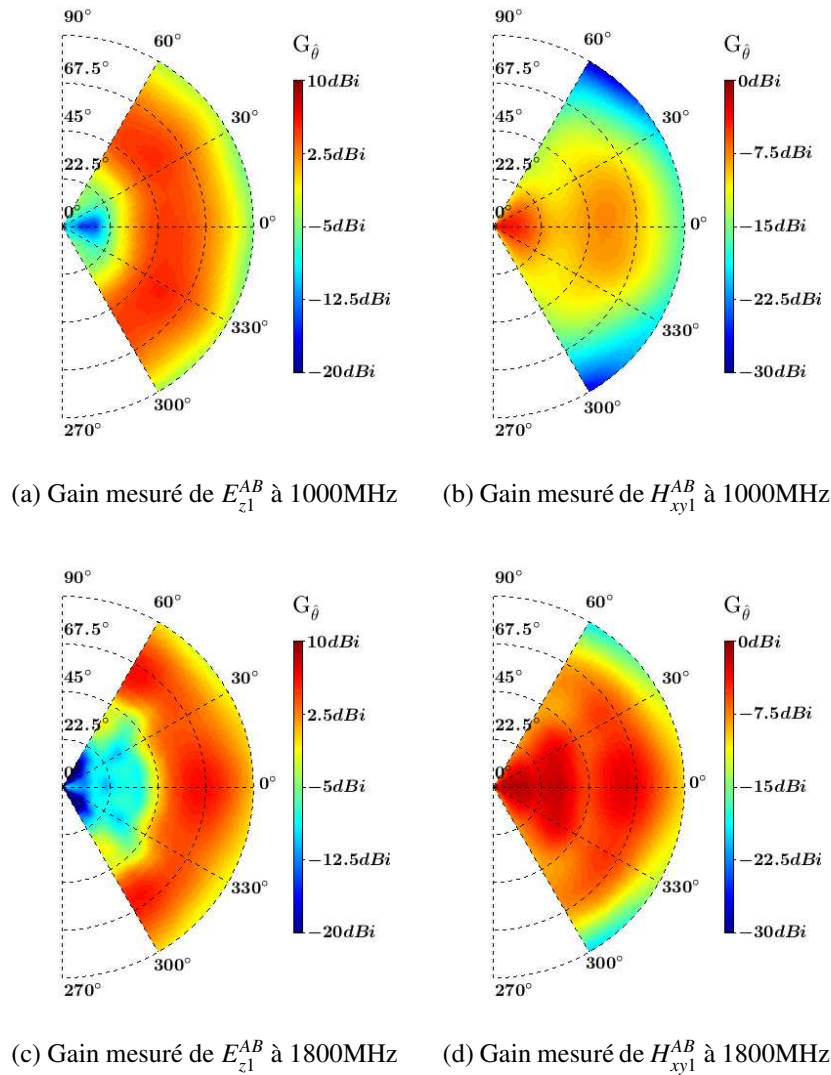


FIGURE IV.49 – Gain mesuré du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} à 1000MHz et 1800MHz.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont en accord avec ceux simulés (voir figure IV.35). Comme en simulation, les ondulations des diagrammes dues à la proximité des six capteurs

mais aussi causées par la diffraction des ondes de surface sur le bord du support métallique de l'antenne, sont présents sur le rayonnement de chaque capteur. Le gain maximal mesuré est :

- dans la bande A : -1.2dBi pour H_{xy1}^{AB} et 6.6dBi pour E_{z1}^{AB} ;
- dans la bande B : -3.5dBi pour H_{xy1}^{AB} et 5.7dBi pour E_{z1}^{AB} .

Ces valeurs confirment les gains prédits par simulation EM.

4.3 Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande

Les performances d'estimation de direction d'arrivée sont mesurées dans le but de valider expérimentalement les résultats de simulation.

4.3.a Conditions d'estimation

Les mesures sont effectuées en chambre anéchoïque. Une antenne cornet, de gain connu, est utilisée à l'émission. L'antenne vectorielle sous test est positionnée sur un axe rotatif (cf. figure IV.50) afin de contrôler la direction d'arrivée de l'onde EM émis par l'antenne cornet.

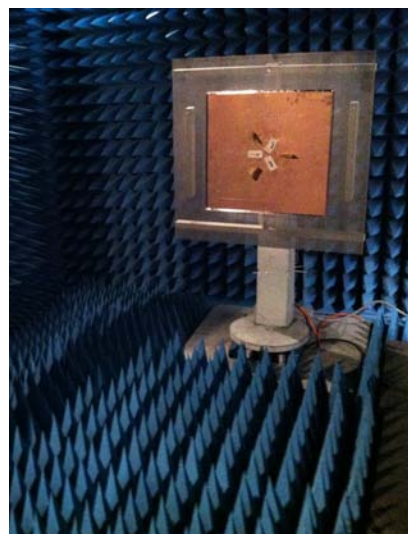


FIGURE IV.50 – Installation du prototype de l'antenne vectorielle UHF bibande dans la chambre anéchoïque.

Le répartiteur est connecté sur les sorties des six capteurs et sur l'entrée de l'analyseur de réseau. Le but est de mesurer les signaux incidents en amplitude et en phase pour chaque direction d'arrivée à estimer. Par post-traitement, un bruit gaussien est rajouté sur ces échantillons mesurés pour modifier le RPB en sortie d'antenne. L'algorithme MUSIC est utilisé pour extraire une précision d'estimation de ces mesures.

L'étalonnage du système antenne est réalisé par l'intermédiaire des diagrammes de rayonnement mesurés de chaque capteur. La présence du répartiteur modifie la réponse en phase et en amplitude des signaux mesurés. Par conséquent, ces distorsions doivent être prises en compte dans le traitement d'antennes (cf. annexe B.2).

Les mesures sont réalisées pour $\phi \in [-60^\circ - 60^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\phi = 1^\circ$ et $\theta \in [0^\circ - 90^\circ]$ avec une résolution angulaire de $\Delta\theta = 5^\circ$. La géométrie de l'antenne ayant une symétrie par rotation de 120° , on suppose que les performances d'estimation sont identiques sur les 240° en azimut restants. Le tableau IV.8 récapitule les conditions d'estimation utilisées pour caractériser les performances de l'antenne vectorielle bibande.

Algorithme	MUSIC
Couverture angulaire	$\phi \in [-60^\circ ; 60^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 1^\circ$ $\Delta\theta = 5^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE IV.11 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par mesure des performances de l'antenne vectorielle UHF bibande

4.3.b Précision d'estimation

La précision d'estimation est évaluée pour la même densité de puissance incidente qu'en simulation, c'est-à-dire $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$, correspondant à un RPB = 36dB.m^{-2} . La figure IV.51 donne l'erreur d'estimation RMS $\Delta_{\sigma\text{RMS}}$ obtenue à 1000MHz et 1800MHz à partir des conditions données dans le tableau IV.11. Les angles en site θ correspondent à l'axe radial tandis que l'axe circulaire représente les angles en azimut ϕ .

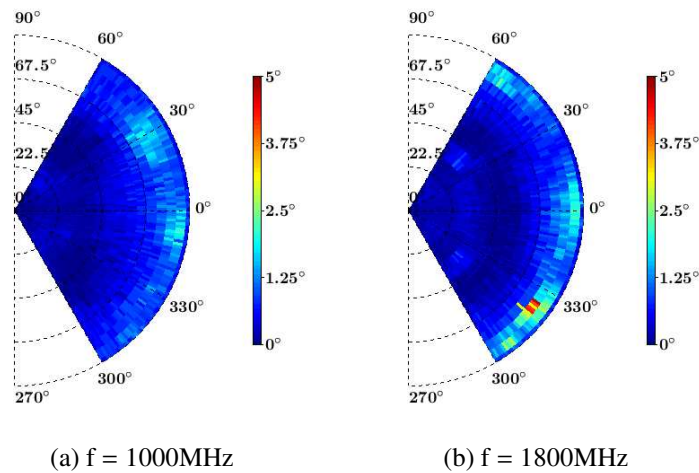


FIGURE IV.51 – Précision RMS mesurée du capteur bibande pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$

Les erreurs d'estimation mesurées sont cohérentes avec celles obtenues à partir des simulations numériques. Néanmoins, on remarque une augmentation de l'erreur à 1800MHz à $\theta = 80^\circ$ et $\phi = 315^\circ$. L'erreur maximale RMS mesurée est de 2.1° et 4.7° à 1000MHz et 1800MHz respectivement. De plus, quelques variations sur les zones angulaires sensibles sont observées. Avec ce prototype, elles se situent à θ proche de 90° et : à ϕ proche de 350° et de 30° à 1000MHz et à ϕ proche de 315° , 0° et 60° à 1800MHz.

Pour analyser ces résultats, nous calculons la diversité de phase $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ en sortie des capteurs électriques. La figure IV.52 donne $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ mesurée de l'antenne.

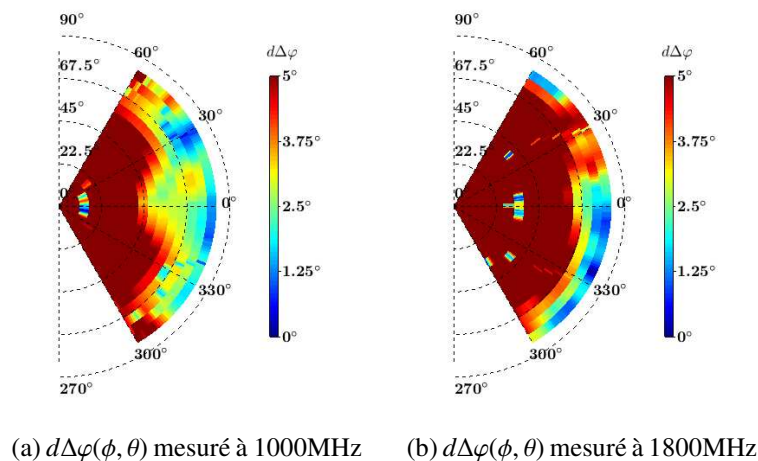


FIGURE IV.52 – Mesure de la variation de phase $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ selon θ en la sortie des capteurs E_{zi}^{AB} à (a) 1000MHz et (b) 1800MHz.

En comparant $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ mesurée avec la variation de phase simulée (figure IV.41), on constate

de légères différences en raison d'une modification du rayonnement liée à la précision de réalisation de l'antenne (position et orientation des capteurs, ondulation de la surface du support métallique, etc...) :

- à 1000MHz, $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ augmente pour θ proche de 90° et ϕ proche de 330° tandis qu'à ϕ proche de 30° la faible variation de phase est toujours présente. Cette modification fait apparaître une nouvelle zone angulaire sensible, à θ proche de 90° et ϕ proche de 350° , dans laquelle la diversité de phase est faible (voir figure IV.52a) ;
- à 1800MHz, l'erreur d'estimation RMS maximale est décalée à ϕ proche de 315° en raison d'une diminution de $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ dans cette direction (voir figure IV.52b).

Malgré ces décalages, les résultats obtenus en mesure sont cohérents avec les performances simulées et permettent de valider la bonne précision d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande.

4.3.c Sensibilité

La sensibilité de l'antenne vectorielle bibande est mesurée dans les mêmes plans E que ceux choisis en simulation à savoir $\phi = 30^\circ$ à 1000MHz et $\phi = 0^\circ$ à 1800MHz. L'estimation des directions d'arrivée est réalisée pour quatre densités de puissance incidente $P_r = -100\text{dBW.m}^{-2}$, -105dBW.m^{-2} , -110dBW.m^{-2} et -115dBW.m^{-2} correspondant respectivement à $\text{RPB} = 41\text{dB.m}^{-2}$, 36dB.m^{-2} , 31dB.m^{-2} et 26dB.m^{-2} . Comme en simulation, le seuil de sensibilité est fixée à 5° RMS.

La figure IV.53a et la figure IV.53b donnent respectivement l'erreur RMS obtenue à 1000MHz et 1800MHz pour les quatre densité de puissance précédemment définies. La résolution angulaire pour cette analyse est réduite à $\Delta\theta = 5^\circ$.

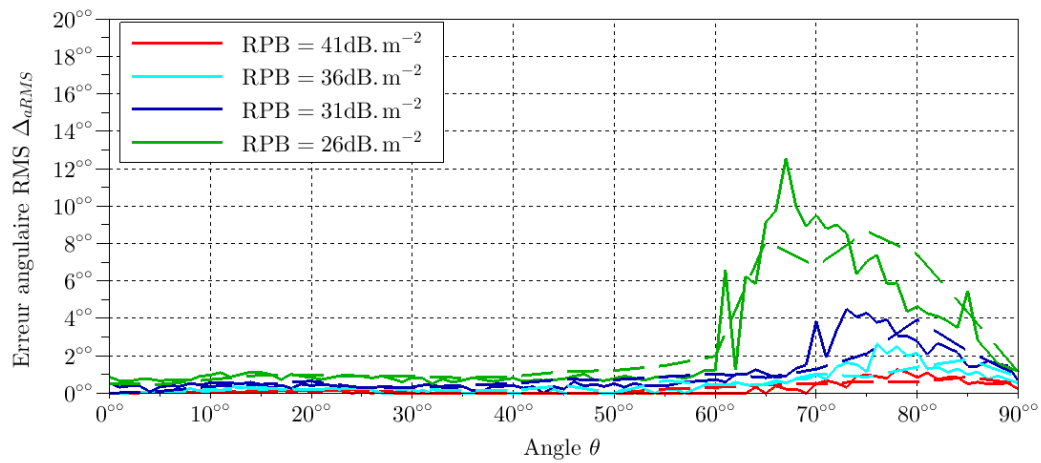
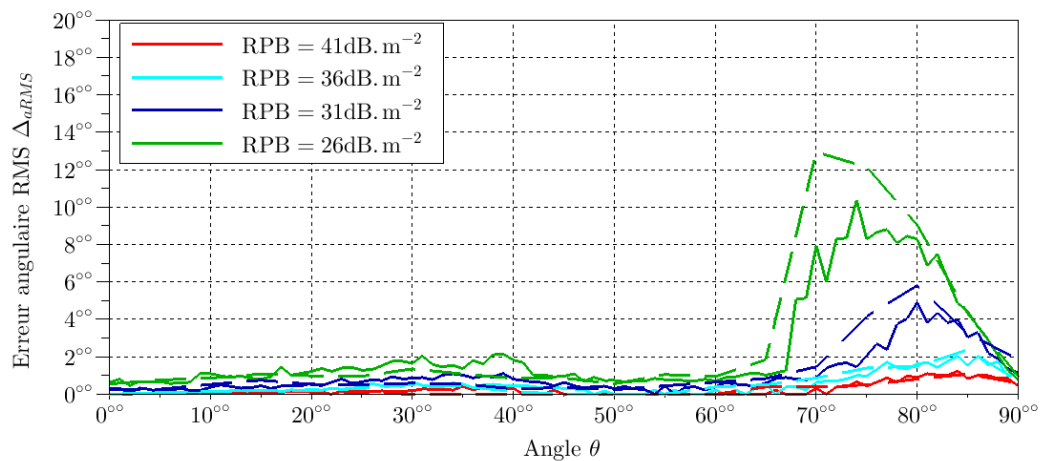
(a) Δ_{aRMS} simulée et mesurée dans le plan E à $\phi = 30^\circ$ à 1000MHz(b) Δ_{aRMS} simulée et mesurée dans le plan E à $\phi = 0^\circ$ à 1800MHz

FIGURE IV.53 – Δ_{aRMS} maximale simulée (ligne solide) et mesurée (ligne en pointillé) pour $RPB = 41\text{dB.m}^{-2}$, 36dB.m^{-2} , 31dB.m^{-2} et 26dB.m^{-2} , $N=100$ and $L=20$

Dans les deux bandes de fréquences, on retrouve des résultats cohérents avec ceux obtenus en simulation. La précision d'estimation est perturbée dans les mêmes zones angulaires. Le tableau IV.12 donne les erreurs d'estimation RMS maximales pour chaque densité de puissance à 1000MHz et 1800MHz. La sensibilité mesurée est proche de -110dBW.m^{-2} à 1000MHz et à 1800MHz ce qui valide les performances simulées.

P_r	RPB	Δ_{aRMS} max à 1000MHz	Δ_{aRMS} max à 1800MHz
-100dBW.m ⁻²	41dB.m ⁻²	0.9°	1.1°
-105dBW.m ⁻²	36dB.m ⁻²	1.8°	2.4°
-110dBW.m ⁻²	31dB.m ⁻²	4°	5.8°
-115dBW.m ⁻²	26dB.m ⁻²	8.6°	12.9°

TABLE IV.12 – Récapitulatif des $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximale dans le plan E pour $\phi = 30^\circ$ à 1000MHz et $\phi = 0^\circ$ à 1800MHz en fonction de P_r .

5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie d'antennes vectorielles de radiogoniométrie permettant d'estimer la direction d'arrivée d'ondes TM_z dans l'ensemble du demi-espace 3D est proposée. Elle est composée de seulement trois capteurs électriques et trois capteurs magnétiques, spatialement répartis, couvrant chacun deux bandes de fréquences. En plus de la couverture bi-bande, cette architecture d'antennes assure un faible couplage entre les capteurs électriques et magnétiques, permet d'améliorer la précision de mesure du champ électrique et d'augmenter la diversité de phase en sortie des capteurs pour améliorer l'estimation de θ .

Une antenne basée sur cette topologie a ensuite été étudiée et développée. La mesure du champ EM est effectuée par trois monopôles réplés et trois demi-boucles chargées. Ces capteurs sont dimensionnés pour couvrir les deux bandes de fréquences GSM [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz]. L'antenne a un faible encombrement avec un diamètre de $\lambda/4$ et une hauteur $\lambda/5.5$ à 890MHz. La caractérisation des performances d'estimation de cette antenne, au travers de simulations EM, montre une amélioration de la précision d'estimation avec un gain de 7.5dB sur la sensibilité par rapport à l'antenne vectorielle monobande à trois éléments délocalisés, étudiée dans le chapitre précédent. Par ailleurs, une analyse de la diversité de phase en sortie des capteurs électriques a permis d'identifier clairement la position des zones angulaires sensibles qui sont causées par la diminution des phases relatives entre capteurs.

Enfin, un prototype a été réalisé et mesuré en vue de valider expérimentalement les résultats obtenus. Des imprécisions dans la réalisation de l'antenne engendrent de légères différences entre simulation et mesure. Néanmoins, la précision d'estimation ainsi que la sensibilité mesurée sont cohérentes avec les résultats de simulation. Les performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF bibande, obtenues avec l'algorithme MUSIC, sont récapitulées dans le tableau IV.13.

Fréquence	P_{sensi} pour $\Delta_{aRMS} \max = 5^\circ$	RPB	Portée théorique - (P_e, G_e)
925MHz	-110dBW.m ⁻²	31dB.m ⁻²	126km - (2W,0dBi)
1795MHz	-110dBW.m ⁻²	31dB.m ⁻²	89km - (1W,0dBi)

TABLE IV.13 – Tableau récapitulatif des performances mesurées de l'antenne vectorielle UHF bibande

Cette étude a ainsi permis de proposer, pour la première fois, une antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D UHF bibande, compacte et performante. Les bonnes performances d'estimation obtenues au cours de ces travaux démontrent la faisabilité d'un tel système antenne. Maintenant, que nous disposons d'une topologie d'antennes performante, nous allons adresser l'extension de la couverture fréquentielle à un plus grand nombre de bandes.

Chapitre V

Extension de la couverture fréquentielle au multibande

Après avoir démontré la faisabilité d'une antenne vectorielle de radiogoniométrie 3D UHF bi-bande, compacte et performante, nous allons maintenant adresser l'extension de la couverture fréquentielle. Le but est de montrer la capacité de cette topologie d'antennes à s'adapter aux applications multibandes. Pour ce faire, une troisième bande de fréquences est ajoutée aux capteurs bibandes précédemment étudiés.

Dans ce chapitre, une topologie d'antennes vectorielles tribandes est donc proposée. De nouveaux capteurs électriques et magnétiques couvrant la bande de fréquences [400MHz-430MHz], incluant certaines fréquences ARGOS et les fréquences COSPAS-SARSAT, sont étudiés, développés et intégrés aux capteurs GSM existants. Après l'évaluation des caractéristiques de cette antenne, sa précision d'estimation et sa sensibilité sont déterminées dans les trois bandes de fréquences au travers de simulations EM et à l'aide de l'algorithme MUSIC. Cette caractérisation permet non seulement d'obtenir les performances dans la nouvelle bande de fréquences mais aussi d'évaluer l'impact de ces nouveaux capteurs sur l'estimation dans les bandes GSM.

1 Topologie d'antennes vectorielles tribandes

Une topologie d'antennes vectorielles tribandes est proposée. Comme pour l'antenne bi-bande, seule une répartition planaire des éléments est autorisée pour réduire l'encombrement du système antennaire. L'approche proposée peut être étendue à un plus grand nombre de bandes.

1.1 Description de la topologie

Dans notre étude, nous souhaitons ajouter une troisième bande, appelée bande C , permettant la localisation de balises ARGOS et COSPAS-SARSAT (400MHz-430MHz). Une des solutions pour intégrer cette nouvelle bande de fréquences est de remplacer les capteurs bibandes par des capteurs tribandes. Cependant, la répartition spatiale des éléments doit être suffisamment large pour assurer une bonne précision d'estimation [45, 81, 82] mais aussi limitée pour éviter tout risque d'ambiguïtés. Par conséquent, si l'écart entre les bandes de fréquences est trop important, l'estimation doit être réalisée par l'intermédiaire de capteurs séparés pour conserver de bonnes performances d'estimation dans l'ensemble de la couverture fréquentielle.

La bande C étant séparée de deux octaves de la bande la plus haute (bande A), elle sera couverte par une nouvelle antenne composée de six capteurs monobandes, appelée antenne C , qui sera combinée à l'antenne bibande existante, appelée antenne AB (cf. figure V.1).

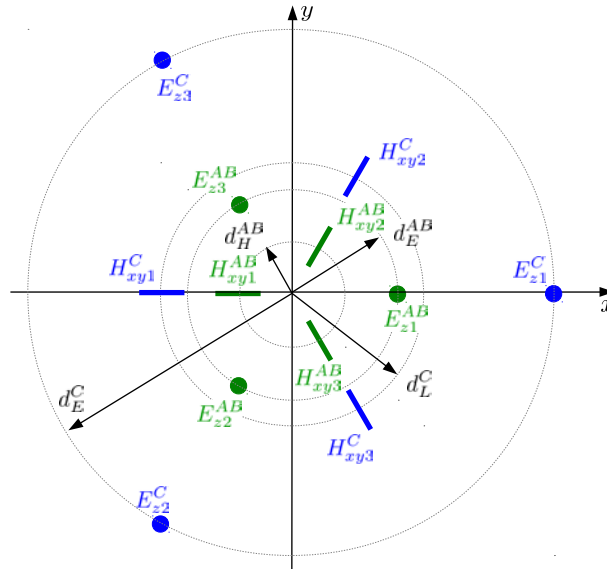


FIGURE V.1 – Topologie de l'antenne vectorielle tribande composée de six capteurs monobandes et de six capteurs bibandes.

L'antenne C est basée sur la même topologie offrant ainsi les mêmes avantages que ceux définis précédemment à savoir : un faible couplage entre les capteurs électriques et magnétiques, une meilleure estimation de l'angle en site et une symétrie par rotation permettant de conserver des performances équivalente tous les 120° en azimut.

L'antenne tribande est donc composée de six capteurs E_z^N mesurant le champ électrique selon l'axe z et de six capteurs H_{xy}^N mesurant le champ magnétique selon l'axe x et y , avec N étant l'indice lié à la bande de fréquences (AB ou C). Les distances de séparation des capteurs électriques et magnétiques sont respectivement notés d_E^N et d_H^N , avec $d_H^N/d_E^N = 0.5$.

1.2 Analyse du risque d'ambiguïtés

L'analyse du risque d'ambiguïtés de l'antenne C est identique à celle réalisée sur l'antenne AB . En effet, les hypothèses définies pour cette analyse ne prennent pas en compte les interactions entre capteurs. Ainsi, comme l'antenne est basée sur la même topologie, le vecteur de direction d utilisé pour l'analyse du risque d'ambiguïtés théorique de l'antenne C est identique à celui de l'antenne AB . Les distances maximales sont donc :

$$d_{AMB}^{AB} = 0.57\lambda_{\min}^{AB} \qquad d_{AMB}^C = 0.57\lambda_{\min}^C \qquad (V.1)$$

avec d_{AMB}^{AB} et d_{AMB}^C correspondant respectivement aux distances maximales de l'antenne AB et C , et λ_{\min}^{AB} et λ_{\min}^C étant respectivement la longueur d'onde minimale parmi les bandes A , B et la bande C .

2 Développement des capteurs monobandes

De nouveaux capteurs couvrant la bande [400MHz-430MHz] doivent donc être combinés avec les capteurs bibandes GSM suivant la topologie définie en figure V.1 pour étendre la couverture fréquentielle. Pour les capteurs magnétiques, nous décidons de conserver le principe des demi-boucles à charges capacitives et à double accès en raison de leur faible taille et de leur large bande malgré la dégradation de l'efficacité. En revanche, pour les capteurs électriques, nous optons pour l'utilisation d'antennes PIFA (Planar Inverted-F Antenna) qui sont des antennes compactes tout en fournissant une large bande de fréquences. Comme pour les éléments haute fréquence, l'impédance d'entrée de ces nouveaux capteurs doit être de 50Ω .

2.1 Développement des capteurs électriques

Des monopôles quart d'onde peuvent être utilisés pour mesurer le champ électrique comme démontré précédemment. Cependant, dans le bas de la bande UHF, la taille des capteurs électriques devient trop importante rendant leur intégration complexe et risquant de perturber le rayonnement des éléments haute fréquence. Nous nous sommes donc tournés vers des antennes à faible signature EM, limitant ainsi le champ diffusé par ces antennes. Notre choix s'est porté sur les antennes PIFA.

2.1.a Principe de l'antenne PIFA

Pour réduire la taille d'un monopôle quart d'onde, une technique consiste à courber ce dernier le long du plan de masse donnant ainsi une antenne en forme de L (cf. figure V.2), communément appelée antenne ILA pour "Inverted-L Antenna" [13].

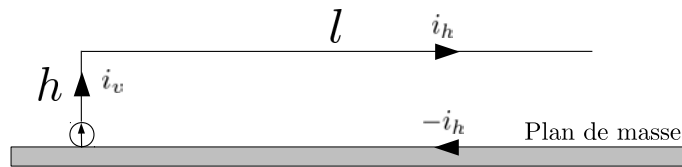


FIGURE V.2 – Antenne ILA : "Inverted-L antenna".

Comme pour un monopôle, le mode fondamental est obtenu pour une longueur d'antenne :

$$h + l = \frac{\lambda}{4} \quad (\text{V.2})$$

Le courant traversant la structure peut être décomposé en deux contributions. La première est notée i_v et correspond au courant circulant sur le brin vertical de longueur h tandis que la seconde, appelée i_h , correspond au courant sur le brin horizontal de longueur l . La distance h est faible devant la longueur d'onde. Ainsi, l'image du courant i_h sur le plan de masse est $-i_h$. Cette opposition de phase annule le rayonnement du brin horizontal laissant ainsi seulement rayonner le brin vertical traversé par i_v . Le diagramme de rayonnement d'une antenne ILA est donc équivalent à celui d'un monopôle. La résistance de rayonnement de cette antenne est exprimée par [104] :

$$R_r = 40(kh)^2 \left(1 - \frac{h}{2(h+1)} \right) \quad (\text{V.3})$$

On constate, qu'avec une hauteur h petite devant la longueur d'onde, la résistance de rayonnement est faible. Pour l'augmenter, on fait appel à une autre variante qui consiste à positionner un court-circuit, à une distance s de la source d'excitation [13]. L'antenne résultante, en forme de F (cf. figure V.3), est appelée antenne IFA pour "Inverted-F Antenna".

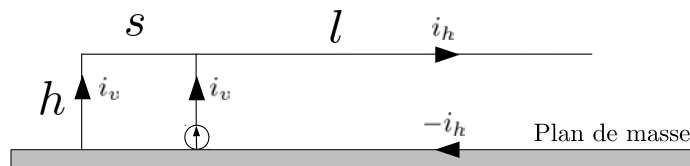


FIGURE V.3 – Antenne IFA : "Inverted-F antenna".

L'ajout d'un court-circuit génère un second courant i_v en phase avec celui du brin excité ce qui permet de renforcer le champ EM rayonné et par conséquent d'augmenter la résistance de rayonnement. La fréquence de résonance est fixée par :

$$h + l + s = \frac{\lambda}{4} \quad (\text{V.4})$$

La boucle, formée par les deux brins verticaux et le brin horizontal d'une longueur s , rajoute un effet selfique sur l'impédance d'entrée de l'antenne, compensant ainsi l'effet capacitif créé entre le brin d'une longueur l et le plan de masse. L'impédance d'entrée de l'antenne IFA peut donc être adaptée en ajustant l'écartement s .

Pour une polarisation TM, selon la normale du plan de masse, ces antennes offrent une faible signature EM car la plus grande partie de leur structure conductrice est orthogonale au champ électrique. Cependant, leur bande passante est étroite ne dépassant généralement pas les 5%. Pour couvrir des bandes passantes plus larges, on utilise une variante de l'antenne IFA, utilisant des surfaces conductrices planaires à la place des brins conducteurs. Cette variante, appelée antenne PIFA pour "Planar Inverted-F Antenna", est illustrée en figure V.4.

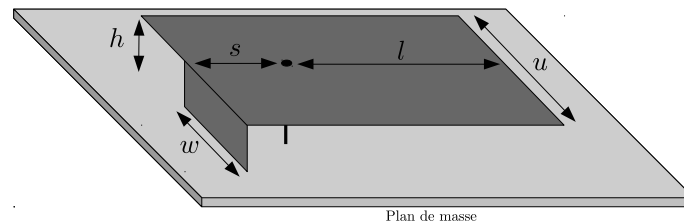


FIGURE V.4 – Antenne PIFA : "Planar Inverted-F antenna".

L'antenne PIFA est composée d'une large surface conductrice d'une longueur $s + l$ et d'une largeur u . On peut la considérer comme une antenne patch quart d'onde en raison du court-circuit présent à son extrémité qui est réalisé par une plaque de largeur w . La longueur d'onde du mode fondamental est :

$$\lambda = 4(l + u - w) \quad (\text{V.5})$$

En réduisant la largeur w , on augmente l'effet selfique ramené par la plaque du court-circuit. Ainsi la fréquence de résonance est réduite tout en conservant une antenne compacte. L'impédance d'entrée est réglée par l'écartement s entre la source et l'extrémité court-circuitée. Concernant la bande passante, les antennes PIFA couvrent généralement une bande de l'ordre de 8% [13]. Néanmoins, il est possible de l'élargir en intervenant sur différentes caractéristiques physiques de l'antenne : sa hauteur h [105], la géométrie de la plaque supérieure horizontale ou du plan de masse [106] et la géométrie de la plaque d'excitation [107].

2.1.b Antenne PIFA UHF

A l'aide du logiciel de simulation EM HFSS, nous avons développé une antenne PIFA couvrant la bande [400MHz-430MHz]. La figure V.9 donne une vue d'ensemble de la structure. Pour le développement de cette antenne, nous avons dans un premier temps, considéré que le plan de masse est infini.

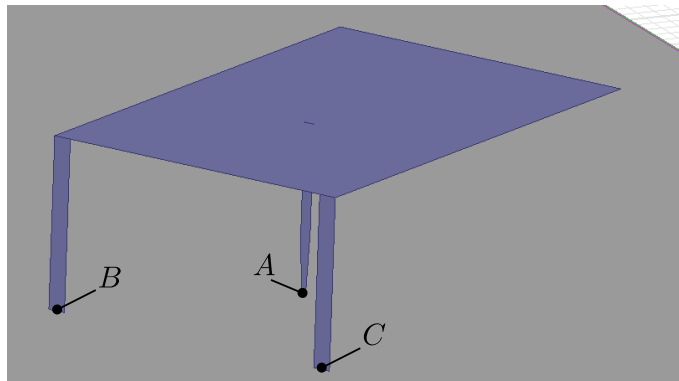


FIGURE V.5 – Antenne PIFA couvrant la bande [400MHz-430MHz].

La source d'excitation est positionnée en *A*. Deux plaques fines, d'une épaisseur de 5mm, sont utilisées en *B* et en *C* pour court-circuiter la plaque supérieure sur deux de ses angles. Nous décidons de diviser la plaque de court-circuit en deux pour réduire les surfaces coplanaires au champ électrique en polarisation TM en vue de diminuer au maximum la signature EM du capteur. Les dimensions de cette antenne sont indiquées en figure V.6 et dans le tableau V.1.

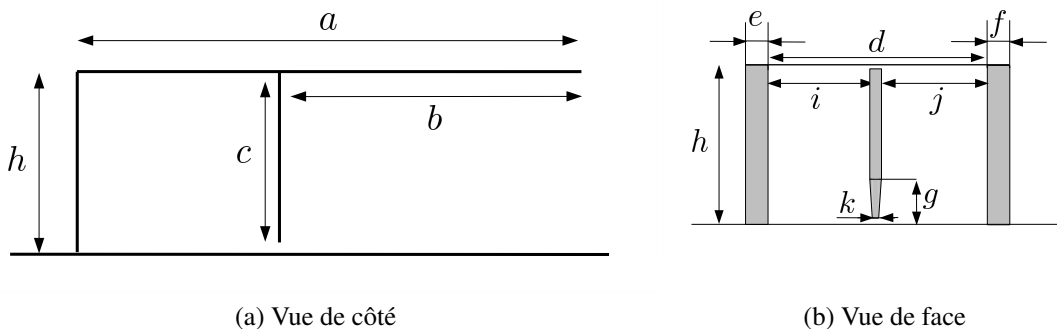


FIGURE V.6 – PIFA couvrant la bande [400MHz-430MHz]

TABLE V.1 – Dimensions de l'antenne PIFA couvrant la bande [400MHz-430MHz]

<i>a</i>	135mm	<i>c</i>	46mm	<i>e</i>	5mm	<i>g</i>	16mm	<i>i</i>	38.5mm	<i>k</i>	1.5mm
<i>b</i>	81mm	<i>d</i>	80mm	<i>f</i>	5mm	<i>h</i>	48mm	<i>j</i>	38.5mm		

2.1.c Adaptation d'impédance

La largeur de bande de l'antenne PIFA est évaluée en analysant l'adaptation d'impédance à son entrée. La figure V.11 donne le coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de l'antenne PIFA résultant de cette simulation.

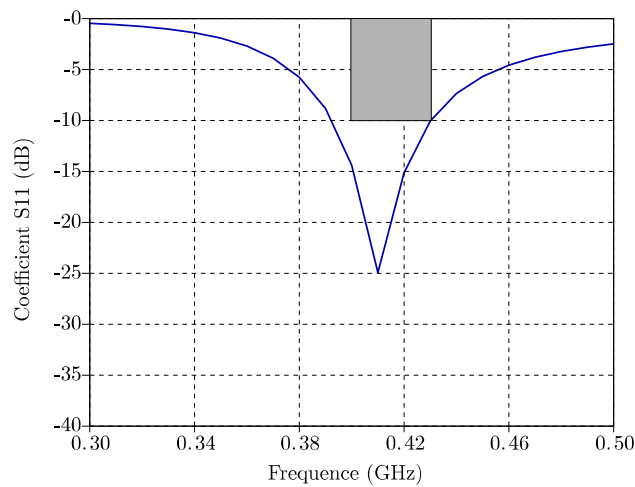


FIGURE V.7 – Coefficient de réflexion S_{11} simulé à l’entrée du capteur électrique monobande avec le gabarit spécifié (gris).

L’antenne PIFA résonne à $f_0 = 410\text{MHz}$ avec une bande de 38MHz , $[392\text{MHz}-430\text{MHz}]$ (soit $\Delta f / f_0 = 9.2\%$). Ce capteur électrique satisfait donc le critère de couverture fréquentielle.

2.1.d Diagramme de rayonnement

La figure V.8 donne le gain simulé de l’antenne à PIFA à 415MHz en polarisation TM_n et TE_n , selon la normale à l’antenne PIFA, notée n .

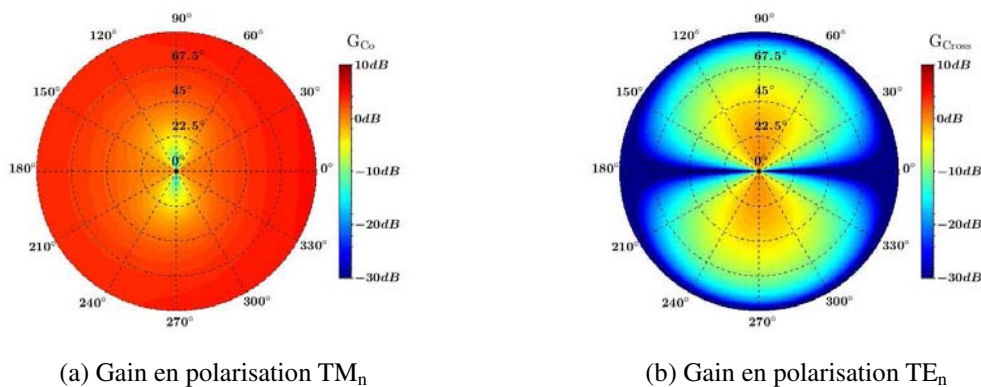


FIGURE V.8 – Gain simulé du capteur électrique à 415MHz (a) en co-polarisation et (b) en polarisation croisée.

Le rayonnement est similaire à celui du mode fondamental d’un monopôle quart d’onde. Cependant, on constate que le gain à $\theta = 0^\circ$ n’est pas nul. La raison est qu’il existe une composante

en polarisation croisée, rayonnée par la plaque horizontale de la PIFA (cf. figure V.8b). En effet, avec une hauteur $h = \lambda/15$, l'image du courant sur la surface du plan de masse n'est pas parfaitement en opposition de phase avec le courant i_h ($\approx 155^\circ$ au lieu de 180°), ce qui dégrade la pureté de polarisation à $\theta = 0^\circ$. Néanmoins, on conserve un diagramme omnidirectionnel en azimuth et bidirectionnel en site avec un gain maximal est de 4.9dBi. La discrimination de polarisation croisée correspondante est donnée en annexe D.3.

2.2 Développement des capteurs magnétiques

Pour les capteurs magnétiques, nous conservons des demi-boucles chargées à double accès en raison de leurs faibles dimensions. Le principe de conception est donc le même que celui utilisé pour les capteurs magnétiques de l'antenne vectorielle bibande, excepté que pour cette nouvelle antenne, l'élément rayonnant est monobande. La figure V.9 donne une vue de l'antenne demi-boucle chargée à double accès couvrant la bande [400MHz-430MHz].

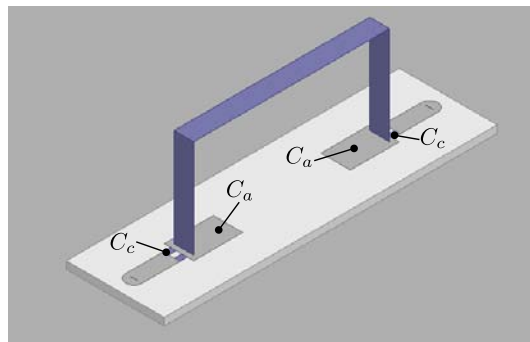


FIGURE V.9 – Antenne demi-boucle chargée couvrant la bande [400MHz-430MHz].

Nous retrouvons les deux effets capacitifs, notés C_c et C_a , permettant respectivement d'ajuster l'adaptation d'impédance et la fréquence de résonance de la demi-boucle. C_c est réalisé par une capacité de 4.4pF tandis que C_a est généré par couplage entre le plan de masse et la base de la demi-boucle. Le substrat utilisé est pour cette antenne le ROGERS 4003C d'une épaisseur de 1.524mm, avec $\epsilon_r = 3.55$ et $\tan\delta = 0.0027$. Les dimensions de ce capteur sont fournies sur la figure V.10 et dans le tableau V.2.

TABLE V.2 – Dimensions de la demi-boucle chargée couvrant la bande [400MHz-430MHz]

a	68mm	c	6mm	e	10mm	g	4mm	i	1.524mm
b	20mm	d	10mm	f	40mm	h	20mm		

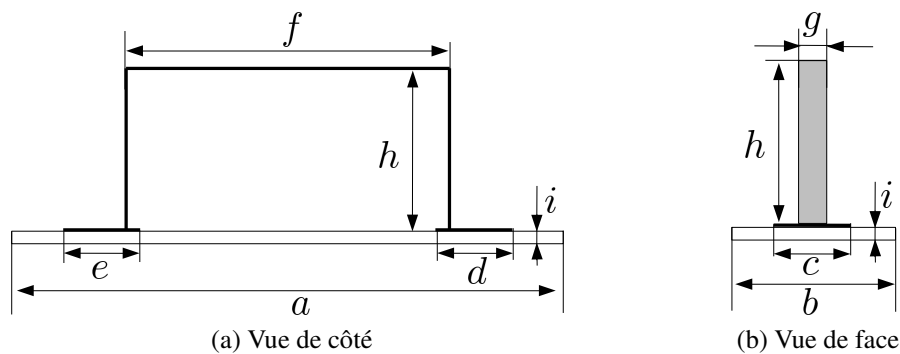
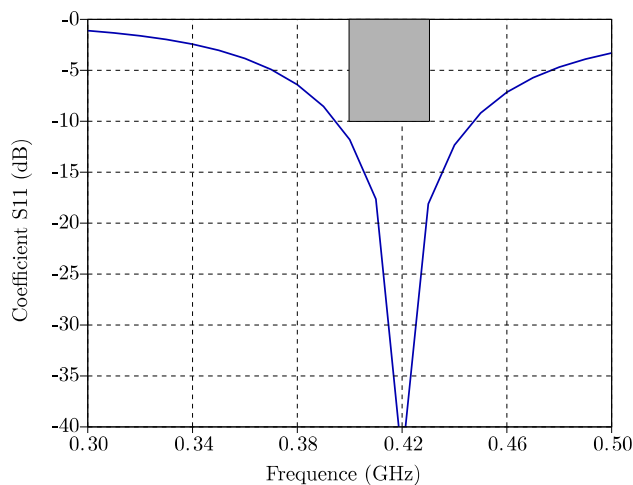


FIGURE V.10 – Demi-boucle chargée couvrant la bande [400MHz-430MHz]

2.2.a Adaptation d'impédance

La figure V.11 donne le coefficient de réflexion S_{11} simulé sur l'un des deux accès de la demi-boucle chargée. La structure étant symétrique, on retrouve les mêmes caractéristiques électriques sur les deux entrées de l'antenne.

FIGURE V.11 – Coefficient de réflexion S_{11} simulé à l'entrée du capteur magnétique monobande avec le gabarit spécifié (gris).

La demi-boucle résonne à $f_0 = 420\text{MHz}$ avec une bande de fréquences de 53MHz, [395MHz-458MHz] (soit $\Delta f/f_0 = 12.6\%$). Elle permet donc de couvrir les fréquences souhaitées.

2.2.b Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de la demi-boucle courant la bande [400MHz-430MHz] est évalué dans le demi-espace 3D de -90° à 90° en azimut en raison du support infini. La figure

V.12 donne le gain simulé à 415MHz, en polarisation TM_n , selon l'axe de la demi-boucle, noté n . Les angles ϕ sont représentés sur l'axe circulaire et les angles θ correspondent à l'axe radial.

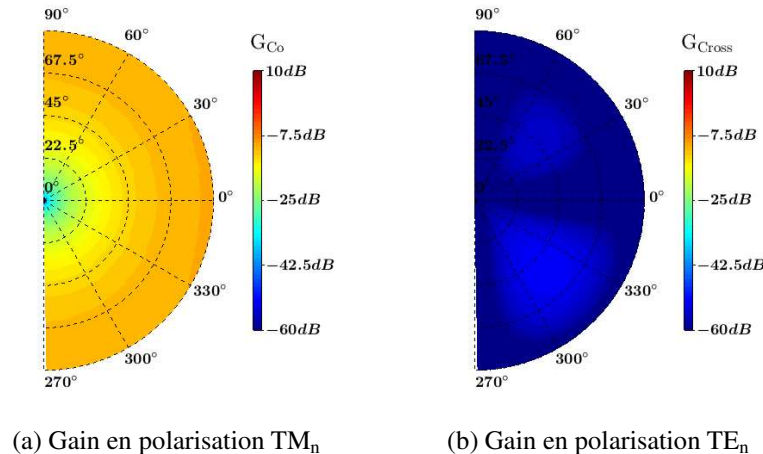


FIGURE V.12 – Gain simulé du capteur magnétique à 415MHz (a) en co-polarisation et (b) en polarisation croisée.

Le rayonnement correspond au rayonnement du mode fondamental d'une demi-boucle avec un diagramme bidirectionnel en azimut et omnidirectionnel en site. Le gain maximal est de $-9.9dBi$. Comme observé précédemment, l'efficacité de ce capteur est faible en raison de la puissance dissipée dans les charges connectées sur chacun de ses deux accès. Cependant, elle permet de conserver un diagramme de rayonnement symétrique [92] avec un faible niveau de polarisation croisée et une bande passante suffisamment large tout en conservant une taille compacte. La discrimination de polarisation croisée correspondante est donnée en annexe D.4.

3 Développement d'une antenne vectorielle de goniométrie UHF tribande

Pour étendre la couverture fréquentielle et ainsi proposée une antenne vectorielle UHF tribande, ces nouveaux capteurs sont intégrés dans l'antenne bibande existante (cf. figure IV.31) suivant la topologie définie en figure V.1. La plaque métallique de $800 \times 800mm$ est conservée comme support d'antenne. Les bandes de fréquences opérationnelles de cette antenne tribande sont :

- Bande A = [1710MHz-1880MHz] ;
- Bande B = [890MHz-960MHz] ;
- Bande C = [400MHz-430MHz].

3.1 Intégration des capteurs électriques et magnétiques

L'analyse du risque d'ambiguïtés théorique, réalisée dans le chapitre IV, permet de déterminer la distance de séparation maximale des capteurs électriques d_E^C , pour un rapport de distance $d_E^C/d_H^C = 2$, à $d_{AMB} = 0.57\lambda_{\min}$, avec λ_{\min} étant la longueur minimale couverte dans la bande C. Pour des raisons d'encombrement, nous décidons de réduire les distances en basse fréquence à $d_E^C = 0.34\lambda_{\min}$ impliquant une distance $d_H^C = 0.17\lambda_{\min}$.

La fréquence maximale de fonctionnement de la bande C est de 430MHz. Par conséquent, les capteurs électriques et magnétiques sont respectivement délocalisés du centre de l'antenne à une distance $d_E^C = 235\text{mm}$ et $d_H^C = 117.5\text{mm}$. La figure V.13 donne une vue d'ensemble de l'antenne vectorielle tribande après l'ajout des éléments rayonnants monobandes sur l'antenne bibande.

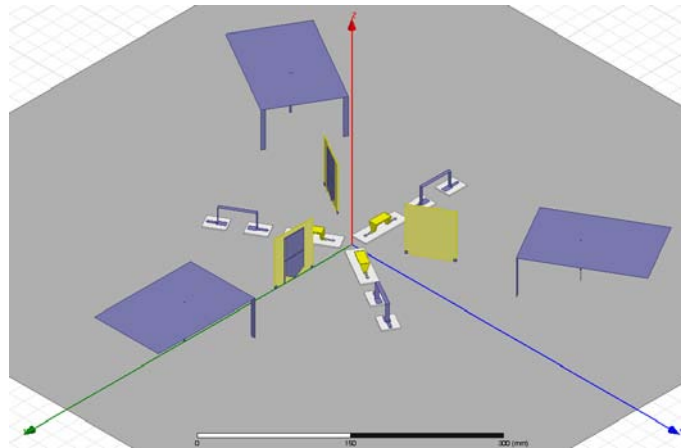


FIGURE V.13 – Antenne vectorielle UHF tribande.

3.2 Caractéristiques de l'antenne vectorielle UHF tribande

Les caractéristiques de chacun des capteurs électriques et magnétiques de l'antenne vectorielle tribande ont été évaluées par le biais de simulation EM. Ces caractéristiques sont :

- l'adaptation d'impédance ;
- le couplage entre capteurs ;
- les diagrammes de rayonnement.

3.2.a Adaptation d'impédance

Le coefficient de réflexion S_{11} est simulé à l'entrée des capteurs électriques E_{z1}^C et E_{z1}^{AB} et des capteurs magnétiques H_{xy1}^C et H_{xy1}^{AB} en chargeant les huit autres avec une impédance 50Ω . Ces

derniers ont des impédances d'entrée voisines en raison de la symétrie par rotation présente dans la géométrie de l'antenne. La figure V.14 et la figure V.15 donnent respectivement le coefficient de réflexion S_{11} simulé en sortie des éléments E_{z1}^C , H_{xy1}^C et des éléments E_{z1}^{AB} , H_{xy1}^{AB} .

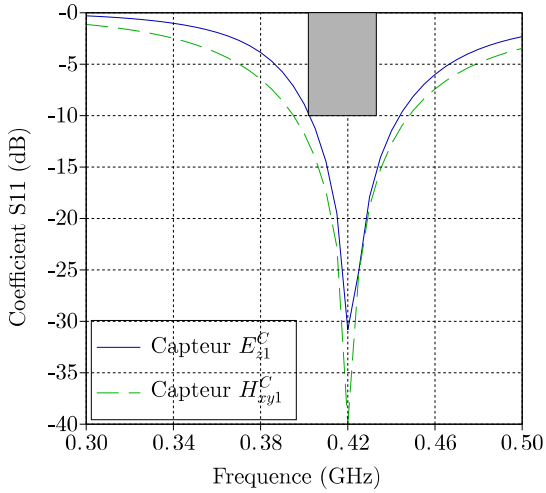


FIGURE V.14 – Coefficient de réflexion S_{11} du capteur électrique E_{z1}^C et du capteur magnétique H_{xy1}^C .

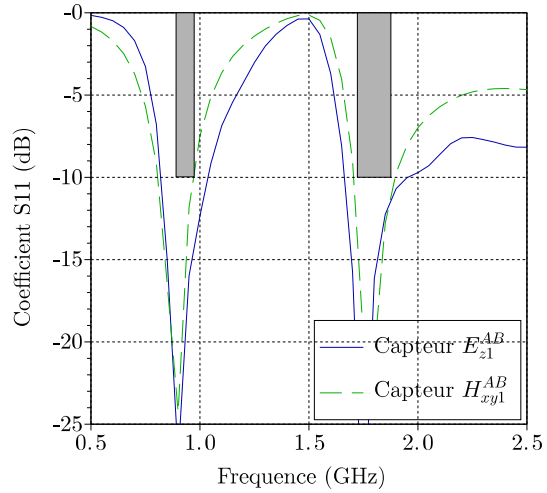


FIGURE V.15 – Coefficient de réflexion S_{11} du capteur électrique E_{z1}^{AB} et du capteur magnétique H_{xy1}^{AB} .

On observe bien les trois fréquences de résonance permettant chacune de couvrir les bandes :

- [401MHz-444MHz] pour les capteurs électriques E_z^C ;
- [395MHz-448MHz] pour les capteurs magnétiques H_{xy}^C ;
- [823MHz-1042MHz] et [1665MHz-1950MHz] pour les capteurs électriques E_z^{AB} ;
- [806MHz-980MHz] et [1707MHz-1900MHz] pour les capteurs magnétiques H_{xy}^{AB} .

Les capteurs basse fréquence sont suffisamment éloignés des capteurs GSM pour ne pas avoir d'effet sur leur résonance respectives.

3.2.b Couplage entre capteurs

Le couplage entre capteurs est simulé dans les trois bandes de fréquence : entre les éléments E_z^C et H_{xy}^C pour la bande C, et entre les éléments E_z^{AB} et H_{xy}^{AB} pour les bandes A et B. Les tableaux V.3, V.4 et V.5 donnent respectivement les coefficients de couplage dans les bandes C, B et A.

Avec l'antenne tribande, les coefficients de couplage sont légèrement plus importants dans les bandes A et B qu'avec l'antenne b bande (cf. tableaux V.5 et V.4). On obtient un couplage maximal de -10.7dB entre les capteurs électriques à 925MHz. Concernant la bande C, le couplage est faible et ne dépasse pas les -15dB.

	E_{z1}^C	E_{z2}^C	E_{z3}^C	H_{xy1a}^C	H_{xy1b}^C	H_{xy2a}^C	H_{xy2b}^C	H_{xy3a}^C	H_{xy3b}^C
E_{z1}^C	X	-15.3	-15.3	-36.1	-34.8	-44.6	-37.6	-44.7	-37.6
E_{z2}^C	-15.3	X	-15.6	-43.1	-36.9	-35.6	-34.3	-41.7	-35.7
E_{z3}^C	-15.3	-15.6	X	-43.1	-36.9	-35.6	-34.3	-41.7	-35.7
H_{xy1a}^C	-36.1	-43.1	-43	X	X	-53.1	-51.6	-53.1	-51.5
H_{xy1b}^C	-34.8	-36.9	-36.8	X	X	-51.5	-49.7	-51.6	-49.7
H_{xy2a}^C	-44.6	-35.6	-41.5	-53.1	-51.5	X	X	-53.3	-51.9
H_{xy2b}^C	-37.6	-34.3	-35.7	-51.6	-49.7	X	X	-51.9	-49.6
H_{xy3a}^C	-44.7	-41.7	-35.6	-53.1	-51.6	-53.3	-51.9	X	X
H_{xy3b}^C	-37.6	-35.7	-34.3	-51.5	-49.7	-51.9	-49.6	X	X

TABLE V.3 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne tribande à 415MHz

	E_{z1}^{AB}	E_{z2}^{AB}	E_{z3}^{AB}	H_{xy1a}^{AB}	H_{xy1b}^{AB}	H_{xy2a}^{AB}	H_{xy2b}^{AB}	H_{xy3a}^{AB}	H_{xy3b}^{AB}
E_{z1}^{AB}	X	-10.7	-10.7	-28.5	-25.5	-34.2	-33.1	-34.6	-32.9
E_{z2}^{AB}	-10.7	X	-10.9	-34.5	-33.1	-28.5	-25.5	-34.7	-32.9
E_{z3}^{AB}	-10.7	-10.9	X	-34.5	-33.2	-34.8	-33.1	-28.5	-25.5
H_{xy1a}^{AB}	-28.5	-34.5	-34.5	X	X	-41.8	-42.3	-41.8	-42.3
H_{xy1b}^{AB}	-25.5	-33.1	-33.2	X	X	-42.3	-37.9	-42.3	-37.9
H_{xy2a}^{AB}	-34.2	-28.5	-34.8	-41.8	-42.3	X	X	-41.9	-42.4
H_{xy2b}^{AB}	-33.1	-25.5	-33.1	-42.3	-37.9	X	X	-42.4	-37.9
H_{xy3a}^{AB}	-34.6	-34.7	-28.5	-41.8	-42.3	-41.9	-42.4	X	X
H_{xy3b}^{AB}	-32.9	-32.9	-25.5	-42.3	-37.9	-42.4	-37.9	X	X

TABLE V.4 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne tribande à 925MHz

	E_{z1}^{AB}	E_{z2}^{AB}	E_{z3}^{AB}	H_{xy1a}^{AB}	H_{xy1b}^{AB}	H_{xy2a}^{AB}	H_{xy2b}^{AB}	H_{xy3a}^{AB}	H_{xy3b}^{AB}
E_{z1}^{AB}	X	-15.2	-15.2	-33.6	-21.4	-27.8	-26.7	-24.8	-24.6
E_{z2}^{AB}	-15.2	X	-15.1	-24.5	-26.6	-33.7	-21.3	-24.8	-26.6
E_{z3}^{AB}	-15.2	-15.1	X	-24.5	-26.7	-24.8	-26.6	-33.6	-21.2
H_{xy1a}^{AB}	-33.6	-24.5	-24.5	X	X	-51.7	-40.1	-51.9	-40.1
H_{xy1b}^{AB}	-21.4	-26.6	-26.7	X	X	-40.3	-28.7	-40.2	-28.7
H_{xy2a}^{AB}	-27.8	-33.7	-24.8	-51.7	-40.3	X	X	-51.9	-40.2
H_{xy2b}^{AB}	-26.7	-21.3	-26.6	-40.1	-28.7	X	X	-40.2	-28.7
H_{xy3a}^{AB}	-24.8	-24.8	-33.6	-51.9	-40.2	-51.9	-40.2	X	X
H_{xy3b}^{AB}	-24.6	-26.6	-21.2	-40.1	-28.7	-40.2	-28.7	X	X

TABLE V.5 – Couplage en dB entre les capteurs de l'antenne tribande à 1795MHz

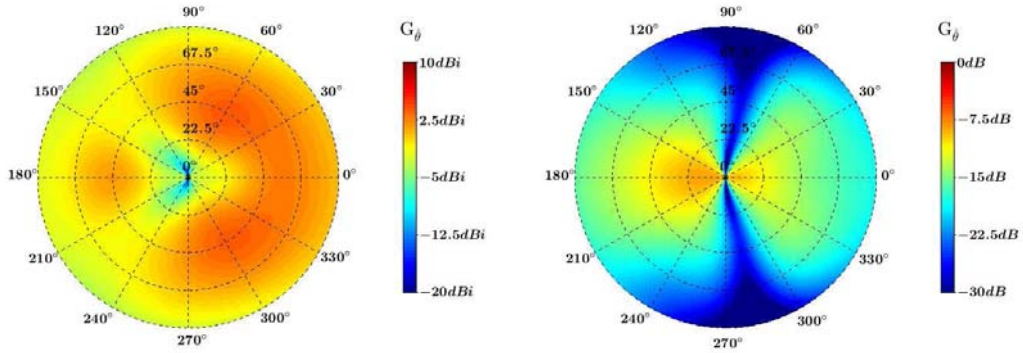
3.2.c Diagrammes de rayonnement

Le repère défini pour le calcul des diagrammes de rayonnement de l'antenne vectorielle tri-bande est identique à celui de l'antenne bibande. Le rayonnement est caractérisé dans les trois bandes de fréquences [400MHz-430MHz], [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz]. La figure V.16 donne le gain simulé en polarisation TM_z des capteurs E_{z1}^C , E_{z1}^{AB} , H_{xy1}^C et H_{xy1}^{AB} . Le rayonnement des huit autres capteurs sont donnés en annexe E.3.

Le gain maximal pour chaque bande de fréquences est :

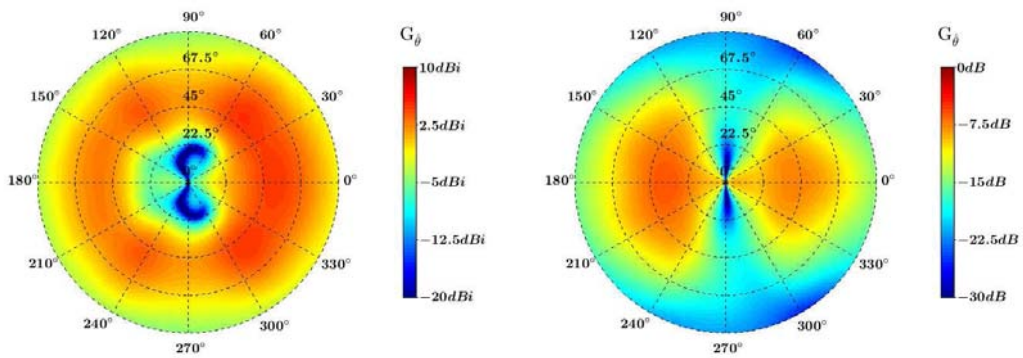
- dans la bande A : -0.4dBi pour H_{xy1}^{AB} et 7.3dBi pour E_{z1}^{AB} ;
- dans la bande B : -5.8dBi pour H_{xy1}^{AB} et 5.3dBi pour E_{z1}^{AB} ;
- dans la bande C : -8.2dBi pour H_{xy1}^C et 4.1dBi pour E_{z1}^C .

A 925MHz et 1795MHz, on retrouve les fluctuations de la directivité dans le plan E sur les capteurs E_{z1}^{AB} et H_{xy1}^{AB} , qui est liée à la diffraction du champ sur le bord du support métallique. En comparant leur diagrammes de rayonnement à ceux de l'antenne bibande, donnés en figure IV.35, on constate que les éléments basse fréquence contribuent au rayonnement des capteurs GSM bibandes, particulièrement dans la bande A , où les diagrammes sont modifiés. A 415MHz, l'omnidirectionnalité du capteur électrique E_{z1}^C est perturbé par la présence des deux autres antennes PIFA. Ces perturbations se traduisent par une atténuation du gain de l'ordre de 4dB dans les directions des deux capteurs électriques perturbateurs à savoir 135° et 225° . Cependant, aucune ondulation sur la directivité des capteurs n'est observée car la plaque n'est pas suffisamment grande à ces fréquences pour provoquer des ondes de surface sur le support métallique. La figure V.17 donne la directivité normalisée des capteurs E_{z1}^C , E_{z1}^{AB} , H_{xy1}^C et H_{xy1}^{AB} dans les plans E et H à 415MHz, 925MHz et 1795MHz sur lesquelles on distingue ces perturbations de rayonnement.



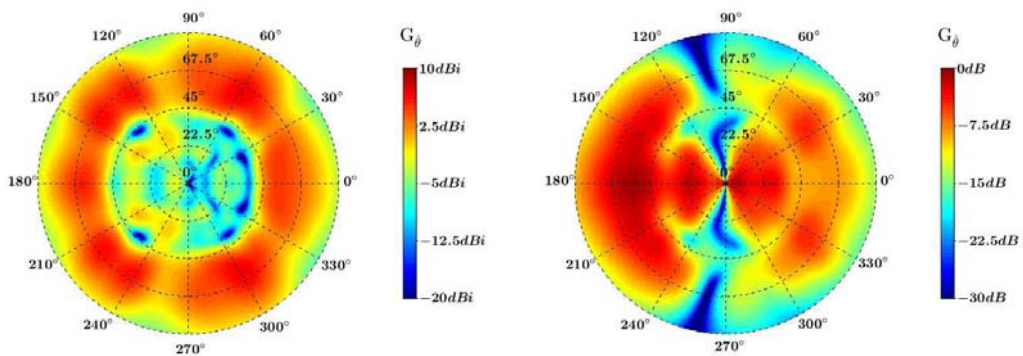
(a) Gain simulé de E_{z1}^C à 415MHz

(b) Gain simulé de H_{xy1}^C à 415MHz



(c) Gain simulé de E_{z1}^{AB} à 925MHz

(d) Gain simulé de H_{xy1}^{AB} à 925MHz



(e) Gain simulé de E_{z1}^{AB} à 1795MHz

(f) Gain simulé de H_{xy1}^{AB} à 1795MHz

FIGURE V.16 – Gain simulé des capteurs électriques E_{z1}^{AB} et E_{z1}^C et des capteurs magnétiques H_{xy1}^{AB} et H_{xy1}^C en polarisation TM_z à 415MHz, 925MHz et 1795MHz.

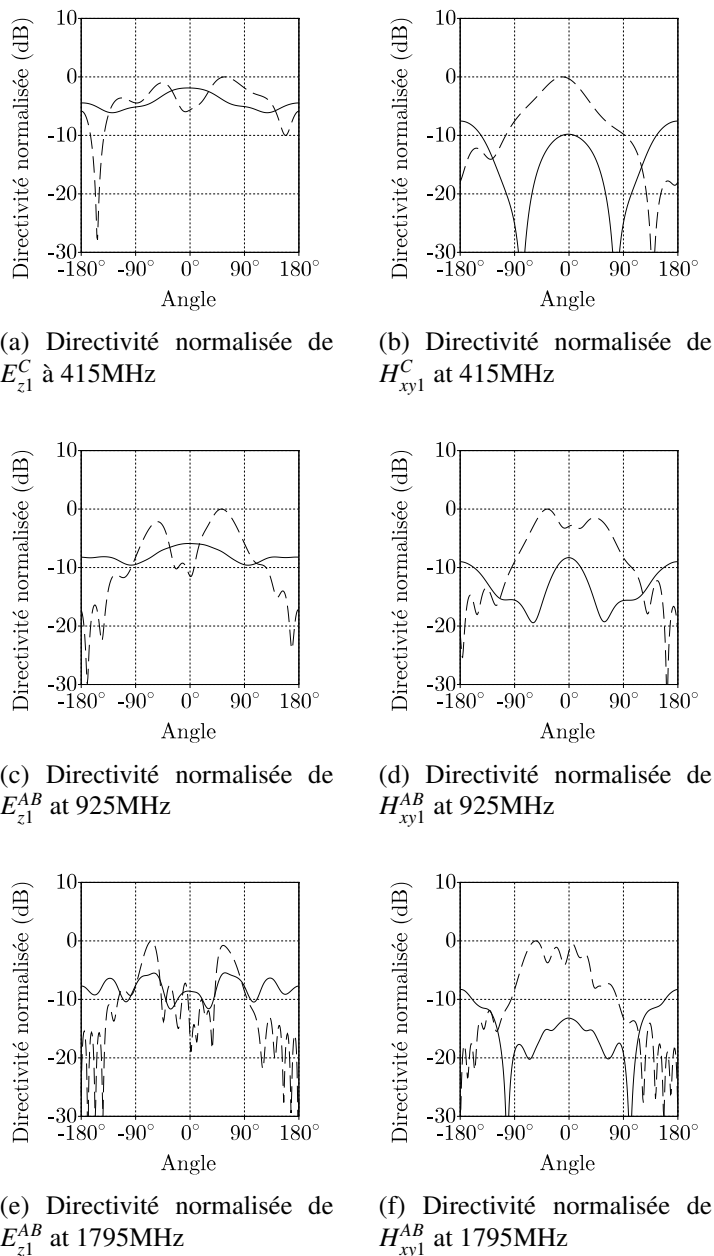


FIGURE V.17 – Directivité normalisée (b) de l'antenne PIFA E_{z1}^C et (c) de la demi-boucle chargée H_{xy1}^C simulée dans le plan E (ligne en pointillé) et dans le plan H (ligne solide) à 415MHz et directivité normalisée (c),(e) du monopôle replié E_{z1}^{AB} et (d),(f) de la demi-boucle chargée H_{xy1}^{AB} simulée dans le plan E (ligne en pointillé) et dans le plan H (ligne solide) à 925MHz et 1795MHz.

4 Performances d'estimation de l'antenne vectorielle UHF tribande

4.1 Conditions d'estimation

L'approche par simulation ayant été validée dans le chapitre précédent, l'évaluation des performances est effectuée au travers de simulations numériques. Elles sont évaluées dans les trois bandes de fréquences à 415MHz, 925MHz et 1795MHz. Dans le but de comparer les résultats obtenus avec les performances de l'antenne vectorielle bibande, les estimations de direction d'arrivée sont effectuées dans les mêmes conditions qui sont rappelées dans le tableau V.6.

Algorithme	MUSIC
Couverture angulaire	$\phi \in [-60^\circ ; 60^\circ]$ $\theta \in [0^\circ ; 90^\circ]$
Résolution angulaire	$\Delta\phi = 1^\circ$ $\Delta\theta = 5^\circ$
Puissance de bruit P_n	-111dBm
Nombre d'observation N	100
Nombre d'estimation L	20

TABLE V.6 – Récapitulatif des conditions d'estimation pour la caractérisation par simulation des performances de l'antenne vectorielle tribande

4.2 Risque d'ambiguïtés

La caractérisation du rayonnement de chaque capteur (cf. figure V.16) a montré que les éléments rayonnants basse fréquence, E_z^C et H_{xy}^C , contribuent au rayonnement de l'antenne bibande. Ainsi, le risque d'ambiguïtés dans la bande A et B , calculé précédemment (cf figure IV.37), est modifié par les distorsions d'amplitude et de phase engendrées par la combinaison de l'antenne C avec l'antenne AB . Il est donc nécessaire de vérifier que l'extension de la couverture fréquentielle ne génère pas d'ambiguïtés angulaires dans l'estimation de la direction d'arrivée.

Les spectres d'ambiguïtés 3D sont donc évalués à partir des vecteurs de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ calculés par simulations numériques afin d'inclure l'ensemble des perturbations de rayonnement. La figure V.18 donne les spectres d'ambiguïtés 3D simulés à 415MHz, 925MHz et 1795MHz.

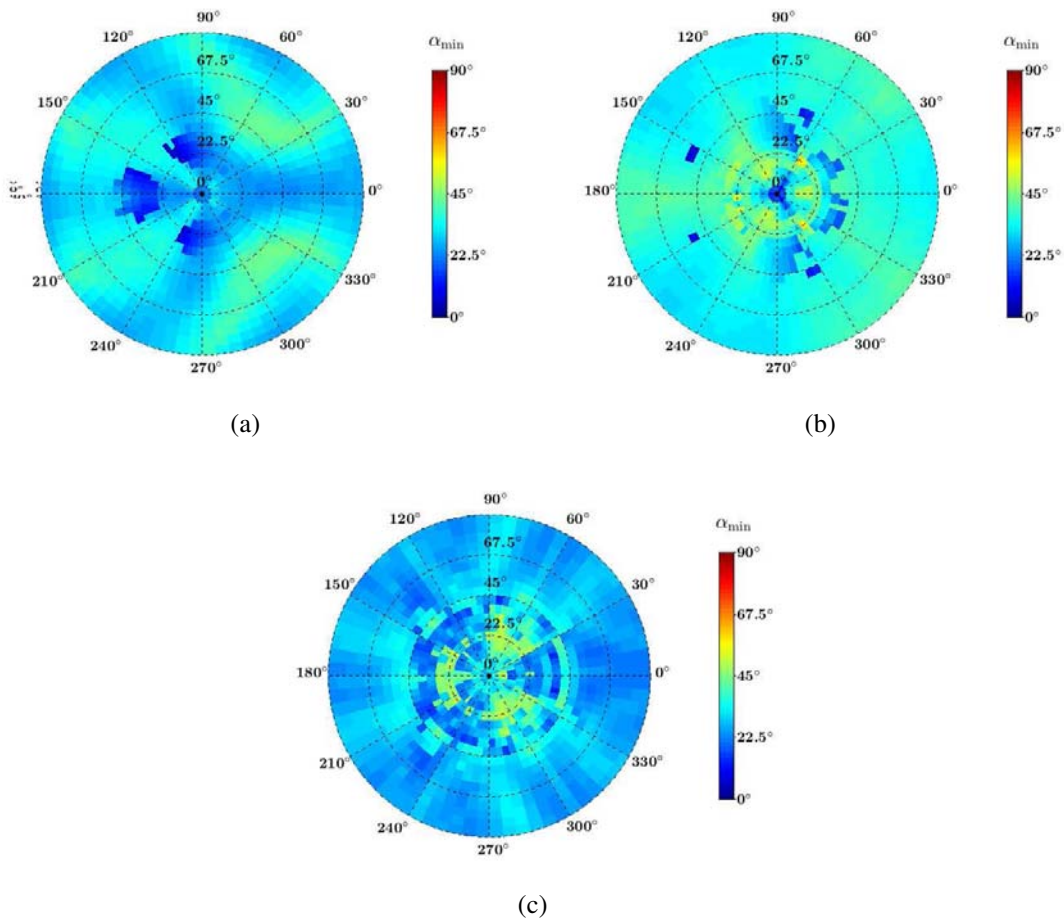


FIGURE V.18 – Spectres d’ambiguïtés 3D simulés de l’antenne tribande à (a) 415MHz, (b) 925MHz et (c) 1795MHz.

On remarque que la prise en compte des perturbations de rayonnement, incluant la présence du support métallique et la présence de capteurs basse fréquence, modifie le spectre en augmentant le risque d’ambiguïtés dans les bandes *A* et *B* en comparaison de ceux obtenus avec l’antenne *AB* seule (cf. figure IV.37). Le risque est plus élevé pour de faibles angles en site en raison des fluctuations du rayonnement dans cette zone angulaire causée par la diffraction du champ électrique sur le bord de la plaque métallique. Cependant, à 415MHz, comme dans les bandes *A* et *B*, aucune ambiguïté ($\alpha = 0^\circ$) n’est détectée.

4.3 Précision d'estimation

La précision d'estimation est évaluée par le calcul de l'erreur angulaire RMS obtenue pour chaque direction d'arrivée estimée. La densité de puissance incidente est fixée à $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$, correspondant à un RPB = 36dB.m^{-2} dans les trois bandes de fréquence. La figure V.19 donne l'erreur RMS estimée à 415MHz de l'antenne vectorielle tribande.

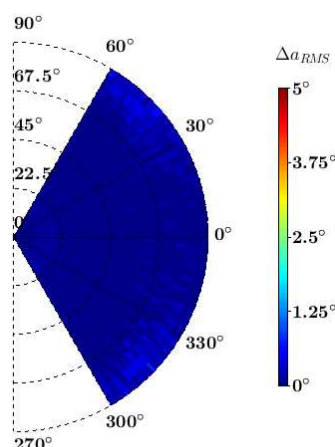


FIGURE V.19 – Erreur RMS $\Delta a_{\text{RMS}}(\phi, \theta)$ pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ simulée à 415MHz de l'antenne vectorielle tribande.

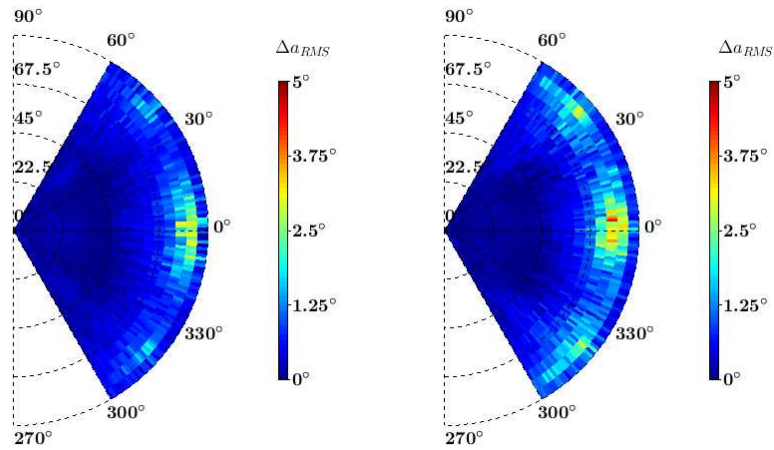
A cette fréquence, malgré la faible efficacité des capteurs magnétiques H_{xy}^C , l'estimation est très précise, avec une erreur RMS $\Delta a_{\text{RMS}} = 1^\circ$. Cette erreur maximale est inférieure à celles obtenues dans les bandes GSM en raison d'une surface effective plus importante.

Pour les bandes A et B, nous estimons les erreurs d'estimation RMS que nous comparons ensuite à celles obtenues avec l'antenne vectorielle bibande. La figure V.20 et la figure V.21 donnent respectivement les erreurs RMS à 925MHz et 1795MHz pour l'antenne bibande et tribande.

Pour les deux antennes, les zones angulaires dans lesquelles la précision d'estimation est dégradée sont les mêmes pour θ proche de 90° et :

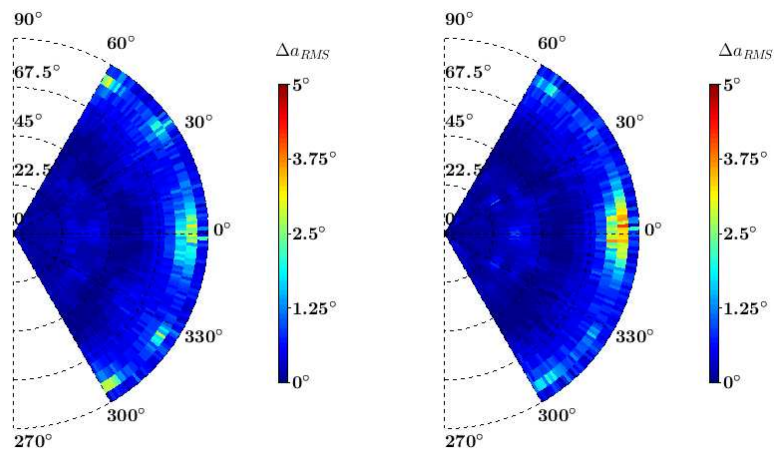
- ϕ proche de 0° , 45° et 315° à 925MHz ;
- ϕ proche de 0° , 60° et 300° à 1795MHz.

A 925MHz, la présence des capteurs basse fréquence élargit les zones perturbées augmentant ainsi le nombre de directions d'arrivée dont l'estimation est erronée (cf. figure V.20). A 1795MHz, ces capteurs modifient les diagrammes de rayonnement, ce qui supprime les erreurs à θ proche de 90° et ϕ proche de 35° et 325° . Pour comprendre ces modifications, nous traçons la variation de phase relative $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ en sortie des capteurs électriques à 925MHz et 1795MHz pour l'antenne bibande et tribande (cf. figure V.22 et figure V.23).



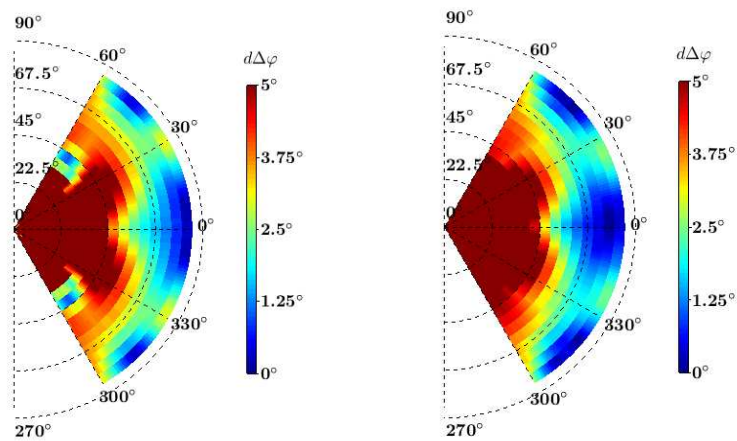
(a) $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ de l'antenne bibande (b) $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ de l'antenne tribande

FIGURE V.20 – Erreur RMS $\Delta a_{RMS}(\phi, \theta)$ simulée pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ à 925MHz de l'antenne vectorielle (a) bibande et (b) tribande.



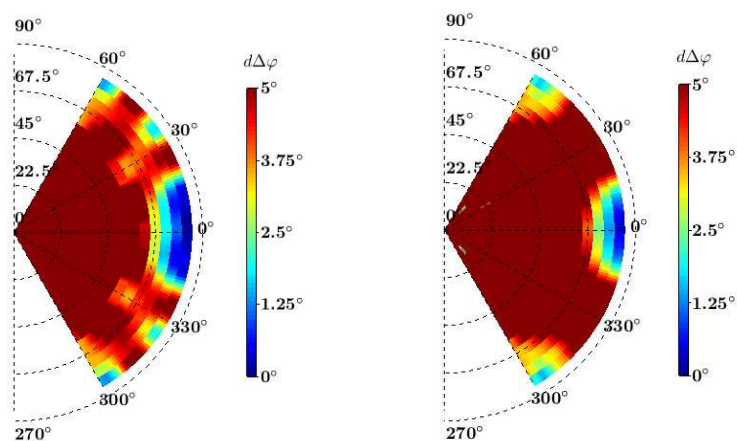
(a) Δa_{RMS} de l'antenne bibande (b) Δa_{RMS} de l'antenne tribande

FIGURE V.21 – Erreur RMS Δa_{RMS} simulée pour $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$ à 1795MHz de l'antenne vectorielle (a) bibande et (b) tribande.



(a) $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ de l'antenne bibande (b) $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ de l'antenne tribande

FIGURE V.22 – Simulation de la variation de phase différentielle moyenne $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ selon θ en sortie des capteurs E_{zi}^{AB} à 925MHz de l'antenne vectorielle (a) bibande et (b) tribande.



(a) $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ de l'antenne bibande (b) $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ de l'antenne tribande

FIGURE V.23 – Simulation de la variation de phase différentielle moyenne $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ selon θ en sortie des capteurs E_{zi}^{AB} à 1795MHz de l'antenne vectorielle (a) bibande et (b) tribande.

Nous constatons qu'à 925MHz, l'élargissement des zones perturbées est causé par une diminution plus importante de $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ avec l'antenne tribande tandis qu'à 1795MHz, la présence des éléments E_z^C modifie le rayonnement des capteurs E_z^{AB} ce qui augmente $d\Delta\varphi(\phi, \theta)$ à θ proche de 90° et ϕ proche de 35° et 325° .

La variation de phase obtenue avec l'antenne bibande, dans la bande B (cf. figure V.22a), est atténuée à θ proche de 45° et ϕ proche de 55° et 305° . Cependant, aucun erreur d'estimation n'est observée dans ces directions contrairement aux zones à faibles diversité de phase, proche de $\theta = 90^\circ$. Ceci est dû à l'atténuation du gain à $\theta = 90^\circ$ (cf. figure V.16 et figure V.17) causée par la diffraction du champ électrique sur le bord du support métallique qui réduit le RPB dans cette région de l'espace.

Cette diminution du gain est accentuée en présence des capteurs basse fréquence ce qui augmente l'erreur d'estimation RMS maximale. Le tableau V.7 donne les erreurs RMS maximales simulées à 415MHz, 925MHz et 1795MHz avec et sans les éléments rayonnants basse fréquence.

Fréquence	Antenne bibande	Antenne tribande
415MHz	-	1°
925MHz	3.6°	4.7°
1795MHz	2.9°	4.1°

TABLE V.7 – Tableau comparatif des $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximales simulées obtenues avec l'antenne vectorielle bibande et l'antenne vectorielle tribande avec $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$

Cette caractérisation montre que l'augmentation de la couverture fréquentielle peut engendrer une diminution de la précision d'estimation en générant d'éventuelles perturbations de rayonnement. Il reste cependant à quantifier son impact sur la sensibilité de l'antenne.

4.4 Sensibilité

La sensibilité est évaluée dans les trois bandes de fréquence. Pour la bande A et B , l'erreur angulaire est calculée dans le plan E où la précision d'estimation est la plus faible, à savoir :

- $A_z = 40^\circ$ à 415MHz ;
- $A_z = 0^\circ$ à 925MHz ;
- $A_z = 0^\circ$ à 1795MHz.

Pour chaque angle en site, la direction d'arrivée est estimée pour quatre densités de puissance incidentes produisant chacune un RPB différent comme indiqué dans le tableau V.8. Pour la bande C , ses densités sont réduites en raison de l'écart de fréquence avec les bandes A et B augmentant la surface effective de l'antenne et ainsi sa sensibilité. La figure V.24 donne l'erreur RMS pour chaque densité de puissance incidente à 415MHz.

Fréquence	1795MHz	925MHz	415MHz
P_{r1} (RPB ₁)	-100dBW.m ⁻² (41dB.m ⁻²)	-100dBW.m ⁻² (41dB.m ⁻²)	-115dBW.m ⁻² (26dB.m ⁻²)
P_{r2} (RPB ₂)	-105dBW.m ⁻² (36dB.m ⁻²)	-105dBW.m ⁻² (36dB.m ⁻²)	-120dBW.m ⁻² (21dB.m ⁻²)
P_{r3} (RPB ₃)	-110dBW.m ⁻² (31dB.m ⁻²)	-110dBW.m ⁻² (31dB.m ⁻²)	-125dBW.m ⁻² (16dB.m ⁻²)
P_{r4} (RPB ₄)	-115dBW.m ⁻² (26dB.m ⁻²)	-115dBW.m ⁻² (26dB.m ⁻²)	-130dBW.m ⁻² (11dB.m ⁻²)

TABLE V.8 – Densités de puissance incidentes P_r pour le calcul de sensibilité à 415MHz, 925MHz et 1795MHz.

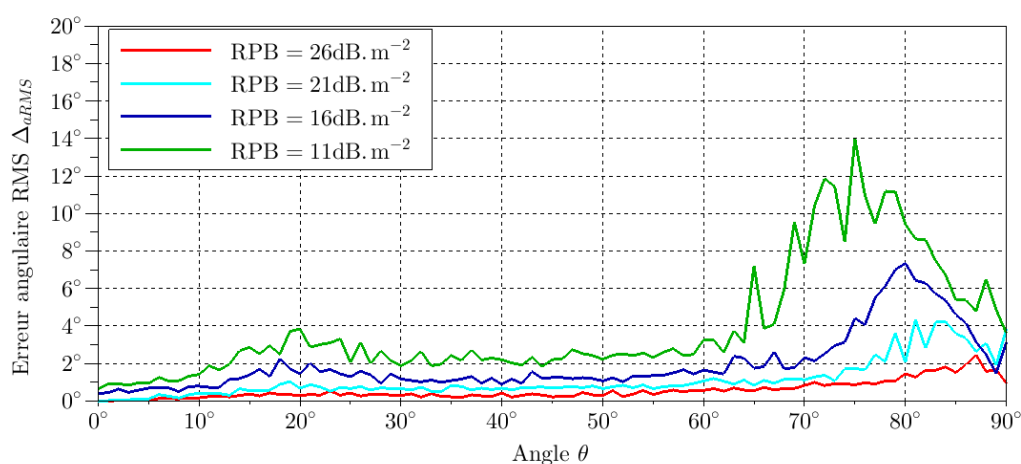


FIGURE V.24 – Erreur RMS $\Delta_{\alpha_{RMS}}$ avec l'antenne tribande, simulée pour RPB = 26dB.m⁻², 21dB.m⁻², 16dB.m⁻² et 11dB.m⁻², N=100 and L=20, à 415MHz dans le plan E à $\phi = 40^\circ$.

Le tableau V.9 donne l'erreur RMS maximale associée à chaque densité de puissance incidente à 415MHz.

La sensibilité est de -120dBW.m⁻² pour une précision d'estimation de l'ordre de 5°. A partir de (I.16) et en supposant qu'une balise COSPAS-SARSAT émette une puissance de 5W avec un gain de 0dBi, on en déduit une portée théorique de 630km. Ainsi, on peut conclure que la portée dans la bande C correspond à l'horizon radio.

La figure V.25 et la figure V.26 donnent respectivement l'erreur RMS obtenue avec l'antenne bibande et l'antenne tribande pour chaque densité de puissance à 925MHz et 1795MHz à $\phi = 0^\circ$.

P_r	RPB	Antenne tribande Δ_{aRMS} max à 415MHz
-115dBW.m ⁻²	26dB.m ⁻²	2.5°
-120dBW.m ⁻²	21dB.m ⁻²	4.4°
-125dBW.m ⁻²	16dB.m ⁻²	7.4°
-130dBW.m ⁻²	11dB.m ⁻²	13.9°

TABLE V.9 – $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximale dans le plan E pour $\phi = 40^\circ$ à 415MHz en fonction de P_r pour l'antenne tribande

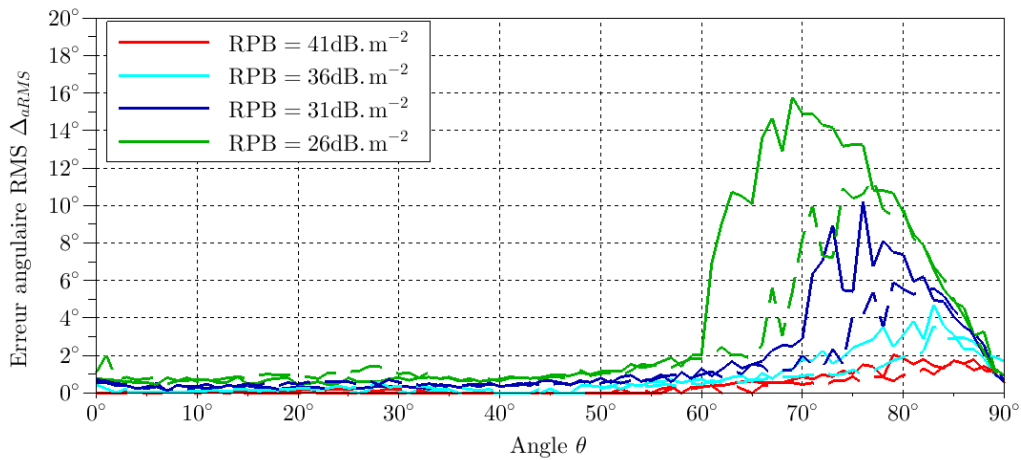


FIGURE V.25 – Erreur RMS Δ_{aRMS} avec l'antenne b bande (ligne en pointillé) et l'antenne tribande (ligne solide), simulée pour RPB = 41dB.m⁻², 36dB.m⁻², 31dB.m⁻² et 26dB.m⁻², N=100 and L=20, à 925MHz dans le plan E à $\phi = 0^\circ$.

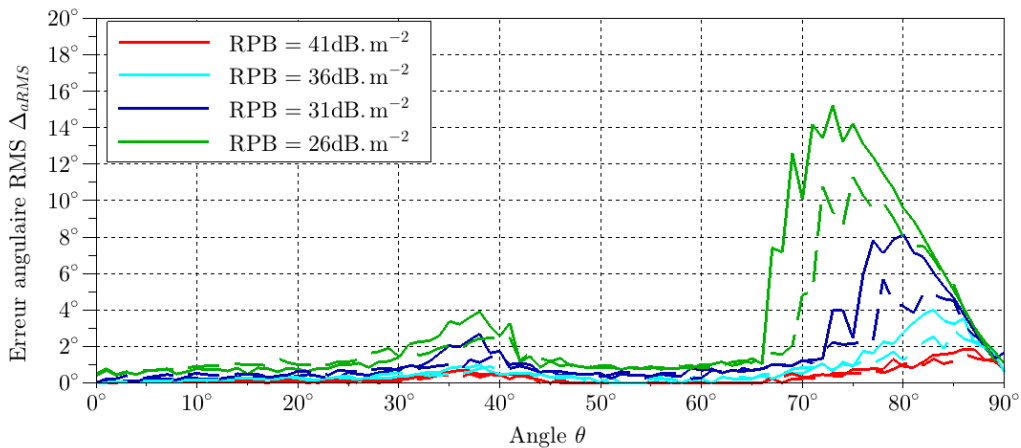


FIGURE V.26 – Erreur RMS Δ_{aRMS} avec l'antenne b bande (ligne en pointillé) et l'antenne tribande (ligne solide), simulée pour RPB = 41dB.m⁻², 36dB.m⁻², 31dB.m⁻² et 26dB.m⁻², N=100 and L=20, à 1795MHz dans le plan E à $\phi = 0^\circ$.

En comparant les sensibilités obtenues, à 925MHz et 1795MHz, de l'antenne tribande avec celles de l'antenne bibande, nous observons une dégradation de la sensibilité aux deux fréquences de l'ordre de 5dB. Les tableaux V.10 et V.11 donnent respectivement les erreurs d'estimation maximales obtenues, à 925MHz et 1795MHz, à partir de l'antenne avec et sans couverture de la bande C.

P_r	RPB	Antenne bibande	Antenne tribande
		Δ_{aRMS} max à 925MHz	Δ_{aRMS} max à 925MHz
-100dBW.m ⁻²	41dB.m ⁻²	1.6°	2.1°
-105dBW.m ⁻²	36dB.m ⁻²	3.6°	4.7°
-110dBW.m ⁻²	31dB.m ⁻²	5.8°	10.2°
-115dBW.m ⁻²	26dB.m ⁻²	11.5°	15.8°

TABLE V.10 – Tableau comparatif des $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximales dans le plan E pour $\phi = 0^\circ$ à 925MHz en fonction de P_r entre l'antenne bibande et l'antenne tribande

P_r	RPB	Antenne bibande	Antenne tribande
		Δ_{aRMS} max à 1795MHz	Δ_{aRMS} max à 1795MHz
-100dBW.m ⁻²	41dB.m ⁻²	1.6°	1.9°
-105dBW.m ⁻²	36dB.m ⁻²	2.9°	4.1°
-110dBW.m ⁻²	31dB.m ⁻²	5.6°	8.2°
-115dBW.m ⁻²	26dB.m ⁻²	11.3°	15.2°

TABLE V.11 – Tableau comparatif des $\Delta_{aRMS}(\phi, \theta)$ maximales dans le plan E pour $\phi = 0^\circ$ à 1795MHz en fonction de P_r entre l'antenne bibande et l'antenne tribande

On obtient une densité de puissance $P_r = -105\text{dBW.m}^{-2}$, pour l'antenne tribande, dans la bande A et la bande B pour une précision d'estimation de l'ordre de 5°, contre une sensibilité de -110dBW.m^{-2} avec l'antenne bibande. En utilisant la limite de puissance d'émission des téléphones mobiles sur le territoire national, à savoir, 1W pour la bande A et 2W pour la bande B, et en supposant que le gain de l'antenne d'émission est de 0dBi, on obtient une portée de 71km à 925MHz et 50km à 1795MHz pour l'antenne tribande contre une portée de 126km à 925MHz et 89km à 1795MHz pour l'antenne bibande.

La présence des capteurs basse fréquence interagissent sur les performances de l'antenne bibande. La précision d'estimation ainsi que la sensibilité se dégradent. Néanmoins, ces perturbations sont minimisées grâce à l'utilisation d'éléments rayonnants compacts qui sont l'antenne PIFA et la demi-boucle chargée, possédant une faible signature EM. Il est possible de la réduire d'avantage en modifiant le mode de structure et le mode d'antenne qui leur sont associés [108, 109].

Malgré cette légère dégradation des performances, cette antenne tribande permet de valider la méthodologie présentée dans ce travail qui fournit des premiers résultats très encourageants. Des améliorations pourraient être apportées comme par exemple l'optimisation de la conception des

capteurs basse fréquence pour réduire leur impact sur les performances haute fréquence, l'optimisation du traitement de goniométrie ou encore l'utilisation de capteurs actifs pour diminuer l'encombrement.

5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, l'extension de la couverture fréquentielle a été abordée en adressant une antenne vectorielle de radiogoniométrie tribande permettant d'estimer la direction d'arrivée d'ondes transverses magnétiques dans l'ensemble du demi-espace 3D. Pour cela, une troisième bande de fréquences a été ajoutée à l'antenne bibande étudiée dans le chapitre précédent. En repartant de la même architecture d'antennes, de nouveaux capteurs monobandes ont été intégrés aux éléments rayonnants bibandes, pour couvrir la bande [400MHz-430MHz], incluant les fréquences ARGOS et COSPAS-SARSAT. En raison de leur compacité, des antennes PIFA et des demi-boucles chargées sont respectivement utilisées pour la mesure du champ électrique et magnétique dans cette bande de fréquences afin réduire les éventuelles perturbations sur le rayonnement des éléments GSM. Ainsi, nous avons développé une antenne tribande compacte d'un rayon de $\lambda/3.2$ et d'une hauteur de $\lambda/12.5$ à 400MHz.

Les performances d'estimation de cette antenne vectorielle UHF, obtenues avec l'algorithme MUSIC, sont récapitulées dans le tableau V.12.

Fréquence	P_{sensi} pour $\Delta_{a\text{RMS}} \text{ max} = 5^\circ$	RPB	Portée théorique - (P_e, G_e)
415MHz	-120dBW.m ⁻²	21dB.m ⁻²	Horizon radio - (5W,0dBi)
925MHz	-105dBW.m ⁻²	36dB.m ⁻²	71km - (2W,0dBi)
1795MHz	-105dBW.m ⁻²	36dB.m ⁻²	50km - (1W,0dBi)

TABLE V.12 – Tableau récapitulatif des performances simulées de l'antenne vectorielle UHF tribande

Dans les bandes GSM, les erreurs d'estimation sont plus importantes en présence des capteurs basse fréquence en raison des perturbations de rayonnement engendrées par leur présence. Ainsi la sensibilité est dégradée de 5dB dans les deux bandes de fréquences. Pour réduire cette dégradation, une minimisation de la signature EM des capteurs monobandes est nécessaire. Néanmoins, malgré ces perturbations, l'antenne présente de bonnes performances d'estimation. Cette étude a donc permis de démontrer la capacité de la topologie d'antennes proposée, à s'adapter aux applications multibandes.

Conclusion générale

Résumé des travaux

L'objectif de ces trois années de thèse a été d'étudier et de développer une antenne vectorielle UHF multibande, à faible encombrement, appliquée à la radiogoniométrie 3D.

Ce travail de recherche, présenté dans ce manuscrit, a été décomposé suivant quatre axes :

- l'implémentation et la sélection de techniques de traitement de goniométrie adaptées à l'utilisation d'antennes vectorielles pour une couverture spatiale 3D ;
- l'élaboration d'une méthodologie de conception d'antennes vectorielles appliquées à la radiogoniométrie 3D sous contraintes de faible encombrement et de complexité minimale ;
- l'étude et le développement d'une antenne vectorielle UHF bibande compacte de radiogoniométrie permettant de couvrir l'ensemble du demi-espace 3D ;
- l'extension du nombre de bandes de fréquences couvertes par cette antenne.

Ces axes de recherche ont été établis suite à la limitation des antennes de radiogoniométrie disponibles sur le marché, en termes de couverture angulaire, que nous avons mise en évidence au travers d'un état de l'art. De récentes études ont montré l'intérêt des antennes vectorielles pour assurer une couverture de l'ensemble de l'espace 3D, tout en conservant un faible encombrement. Cependant, à ce jour, aucune antenne permettant de couvrir plusieurs bandes du spectre UHF n'a encore été proposée, limitant ainsi la localisation des systèmes de communication multibandes.

Dans **une première partie**, nous avons sélectionné et implémenté deux techniques de radiogoniométrie adaptées à l'utilisation d'antennes vectorielles parmi plusieurs proposées dans la littérature. La première, que nous nommons technique DHS, fait appel à la décomposition en harmoniques sphériques du rayonnement de chaque capteur du système antenne, pour permettre la reconstitution du champ EM incident à partir des observations mesurées. Nous l'avons sélectionné parce qu'elle permet de prendre en compte les éventuelles effets de couplage entre capteurs mais aussi car elle est appropriée à l'utilisation d'antennes compactes. La seconde technique à avoir été choisie est l'algorithme MUSIC car il s'agit aujourd'hui d'un standard parmi les techniques de traitement d'antennes.

Pour ces deux techniques, nous avons identifié les critères physiques des antennes vectorielles qui influent sur les performances d'estimation. Pour cela, nous avons analysé l'impact de la taille des antennes ainsi que le nombre de capteurs utilisés. Cette étude a montré que pour la technique DHS, l'estimation est plus performante avec des capteurs colocalisés contrairement à MUSIC qui offre une meilleure précision d'estimation avec des capteurs spatialement répartis. En revanche, quelque soit la technique de traitement appliquée, la réduction du nombre de capteurs dégrade les performances d'estimation dans certaines zones de l'espace.

Dans **une seconde partie**, nous avons confronté ces deux techniques à travers l'étude d'une antenne vectorielle monobande réelle composée de seulement trois capteurs colocalisés et positionnée sur un support métallique. Cette comparaison a montré que malgré l'utilisation d'éléments colocalisés, l'algorithme MUSIC permet d'obtenir de meilleures performances que la technique DHS en raison du faible nombre de capteurs qui empêche cette dernière de prendre en compte l'ensemble des perturbations de rayonnement, principalement causées par le support de l'antenne. Pour améliorer la précision d'estimation, un plus grand nombre de capteurs est nécessaire allant ainsi à l'encontre du critère de compacité que nous nous sommes fixé. Par conséquent, ce traitement est écarté de l'étude et notre choix s'est porté sur l'algorithme MUSIC qui, via l'utilisation de matrices d'étalonnage, permet de prendre en compte l'ensemble des distorsions du champ EM.

Néanmoins, les perturbations de rayonnement causées par le support métallique génèrent des ambiguïtés angulaires dans certaines directions de l'espace ce qui nous a contraint à répartir spatialement les capteurs. En effet, les phases spatiales engendrées par cette délocalisation apportent une information supplémentaire sur la direction direction pouvant être utilisée pour optimiser l'estimation.

A partir de cette étude, nous avons établi une méthodologie de conception d'antennes vectorielles de radiogoniométrie 3D, visant à proposer une répartition optimale des capteurs. Elle est basée sur l'utilisation d'outils de simulations EM ainsi que d'autres outils que nous avons implémentés au cours de ces travaux, à savoir la borne de Cramer Rao pour chacune des topologies d'antennes étudiées et l'analyse du risque d'ambiguïtés 3D.

Dans **une troisième partie**, nous avons proposé une topologie originale d'antennes vectorielles appliquées à la radiogoniométrie, permettant d'optimiser les performances d'estimation des antennes monobandes étudiées dans la première partie, et permettant d'adresser, pour la première fois, une couverture fréquentielle bibande, en adressant les bandes GSM [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz]. Cette antenne est composée de six éléments, trois capteurs électriques et trois capteurs magnétiques. Pour le développement de ces capteurs dans le canal de propagation, notre choix s'est porté sur l'utilisation de monopôles repliés ainsi que de demi-boucles chargées en raison de leur bande passante suffisamment large pour la couverture visée. La double résonance de ces éléments a été réalisée par l'intermédiaire de trappes et par la combinaison de structures résonnantes. Développés individuellement, nous les avons ensuite assemblés pour former une antenne compacte, de rayon $\lambda/4$ et de hauteur $\lambda/5.5$ à 890MHz, positionnée sur un support métallique planaire. La mesure de ses performances d'estimation sur un prototype, a permis de démontrer la capacité de cette antenne à estimer la direction d'arrivée

dans l'ensemble du demi espace 3D avec une sensibilité de -110dBW.m^{-2} ($85\mu\text{V.m}^{-1}$) pour une précision de 5° RMS, dans les deux bandes de fréquences.

Enfin, dans **une quatrième partie**, une troisième bande de fréquence, [400MHz-430MHz], a été ajoutée afin d'illustrer l'adaptabilité de cette topologie d'antennes aux applications multi-bandes. La difficulté rencontrée lors de cette dernière étape fût le rajout de nouveaux capteurs sans dégrader les performances de l'antenne existante. Nous avons donc utilisé des capteurs à faible encombrement et à faible signature EM, à savoir des antennes PIFA et des demi-boucles chargées afin de minimiser au maximum leur impact sur la mesure du champ EM par les éléments haute fréquence. Cependant, malgré ces choix technologiques, la simulation EM de cette antenne tribande a montré une dégradation de 5dB sur la sensibilité en haute fréquence. La sensibilité à 415MHz est quant à elle de -120dBW.m^{-2} ($28\mu\text{V.m}^{-1}$) pour une précision de 5° RMS.

Perspectives

Cette étude démontre la faisabilité d'une antenne vectorielle UHF bibande de radiogoniométrie 3D, à travers la conception et la caractérisation d'une antenne compacte couvrant les deux bandes GSM. Suite aux bonnes performances d'estimation obtenues avec cette antenne, nous avons abordée l'extension de la couverture fréquentielle en proposant une antenne vectorielle tribande. Dans la continuité de ces travaux, quelques perspectives et axes d'amélioration peuvent être envisagés :

- Optimiser les capteurs : réduire leur signature EM pour diminuer le couplage inter-capteurs et développer de capteur actifs pour améliorer l'efficacité de l'antenne et réduire son encombrement ;
- Optimiser le support de l'antenne en adaptant sa géométrie et sa taille ou en utilisant des surfaces haute impédance pour filtrer les ondes de surfaces et réduire ainsi les effets de bord ;
- Évaluer les performances d'estimation de l'antenne proposée dans des contextes : multismources, multitrajets et multipolarisations ;
- Évaluer les performances d'estimation de l'antenne proposée en présence d'un porteur ;
- Évaluer l'apport d'une répartition spatiale 3D des capteurs ;
- Ajouter des capteurs permettant de mesurer les composantes manquantes, à savoir les composantes électriques horizontales et la composante magnétique verticale, afin d'adresser l'estimation de direction d'arrivée de signaux polarisés TE ;
- Optimiser le traitement d'antennes pour permettre l'estimation de polarisation en plus de l'estimation de direction d'arrivée. En effet, dans cette étude, la polarisation des ondes est supposée connue (champ TM), limitant ainsi les erreurs générées par d'éventuelles dépolarisations des signaux.

Annexes

Annexe A

Expression des bornes de Cramer Rao

On considère que l'antenne est éclairée par une seule onde incidente. Le modèle d'observation, défini pour un échantillonnage à l'instant n , est :

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \cdot S_n + \mathbf{W}_n \quad (\text{A.1})$$

où :

- $\mathbf{d}(\phi, \theta, \gamma, \eta) \in \mathbb{C}^M$ est le vecteur de direction, représentant la réponse de l'antenne en amplitude et en phase à la sortie des M capteurs ;
- $S_n \in \mathbb{C}$ est l'enveloppe complexe du signal incident à l'instant n , s'écrivant $S_n = |s_n|e^{j\psi_n}$ où $|s_n|$ et ψ_n correspondent respectivement au module et à la phase du signal S_n ;
- $\mathbf{W}_n \in \mathbb{C}^M$ est un vecteur de bruit complexe suivant une loi gaussienne centrée et de variance $\mathbf{I}\sigma^2$, représentant le bruit propre au récepteur.

Sur N observations, on obtient la matrice d'observation \mathbf{X} , avec $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M,N}$ telle que :

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_N] \quad (\text{A.2})$$

La borne de Cramer Rao (BCR) est définie par la matrice d'information de Fisher (F_I), telle que :

$$\begin{bmatrix} \text{BCR}(\phi, \phi) & \text{BCR}(\phi, \theta) \\ \text{BCR}(\theta, \phi) & \text{BCR}(\theta, \theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_I(\phi, \phi) & F_I(\phi, \theta) \\ F_I(\theta, \phi) & F_I(\theta, \theta) \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{A.3})$$

avec

$$\mathbf{F}_I(\alpha_i, \alpha_j) = E \left[\left(\frac{\partial \ln f(\mathbf{X}/\alpha)}{\partial \alpha_i} \right) \left(\frac{\partial \ln f(\mathbf{X}/\alpha)}{\partial \alpha_j} \right) \right] \quad (\text{A.4})$$

La densité de probabilité de ce processus aléatoire est exprimée par la relation suivante :

$$f(\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_N) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right)^N e^{\left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N [\mathbf{X}_n - \mathbf{d}S_n]^* [\mathbf{X}_n - \mathbf{d}S_n] \right\}} \quad (\text{A.5})$$

Ainsi, la fonction du logarithme de vraisemblance correspondante est :

$$\ln f = -\frac{N}{2} \ln 2\pi - \frac{N}{2} \ln \sigma^2 - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N [X_n - dS_n]^* [X_n - dS_n] \quad (\text{A.6})$$

A partir de (A.6), la matrice d'information de Fisher peut s'écrire :

$$\begin{aligned} F_I(\phi, \phi) &= E \left[\frac{\partial^2 \ln L}{\partial \phi^2} \right] = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N \text{Re} \left\{ S_n^* \frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \phi} \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \phi} S_n \right\} \\ F_I(\phi, \theta) &= E \left[\frac{\partial^2 \ln L}{\partial \phi \partial \theta} \right] = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N \text{Re} \left\{ S_n^* \frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \phi} \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \theta} S_n \right\} \\ F_I(\theta, \phi) &= E \left[\frac{\partial^2 \ln L}{\partial \theta \partial \phi} \right] = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N \text{Re} \left\{ S_n^* \frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \theta} \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \phi} S_n \right\} \\ F_I(\theta, \theta) &= E \left[\frac{\partial^2 \ln L}{\partial \theta^2} \right] = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N \text{Re} \left\{ S_n^* \frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \theta} \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \theta} S_n \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Dans ce manuscrit, on note $\text{BCR}(\phi) = \text{BCR}(\phi, \phi)$ et $\text{BCR}(\theta) = \text{BCR}(\theta, \theta)$.

Comme démontré dans [83], on en déduit les bornes de Cramer Rao associées aux paramètres ϕ et θ :

$$\begin{aligned} \text{BCR}(\phi) &= \frac{\sigma^2}{2N} \left(\text{Re} \left\{ \left[\frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \phi} (\mathbf{I} - \mathbf{d}(\mathbf{d}^* \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^*) \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \phi} \right] \odot R_{ss} \right\} \right)^{-1} \\ \text{BCR}(\theta) &= \frac{\sigma^2}{2N} \left(\text{Re} \left\{ \left[\frac{\partial \mathbf{d}^*}{\partial \theta} (\mathbf{I} - \mathbf{d}(\mathbf{d}^* \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^*) \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \theta} \right] \odot R_{ss} \right\} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

avec $R_{ss} = E[S_n^* S_n]$. L'opérateur \odot désigne le produit éléments par éléments.

L'utilisation d'antennes vectorielles nous amène à décomposer le vecteur de direction en deux vecteurs : un vecteur, noté $\mathbf{G}(\phi, \theta)$, représentant la fonction caractéristique de l'antenne pour une polarisation donnée et un vecteur, noté $\mathbf{T}(\phi, \theta)$, correspondant aux phases spatiales générées par la diversité spatiale appliquée aux capteurs.

$$\mathbf{d}(\phi, \theta) = \mathbf{G}(\phi, \theta) \odot \mathbf{T}(\phi, \theta) \quad (\text{A.9})$$

Par conséquent, les dérivées partielles du vecteur de direction $\mathbf{d}(\phi, \theta)$ peuvent être exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \phi} &= \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \phi} \odot \mathbf{T}(\phi, \theta) + \mathbf{G}(\phi, \theta) \odot \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \phi} \\ \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial \theta} &= \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \theta} \odot \mathbf{T}(\phi, \theta) + \mathbf{G}(\phi, \theta) \odot \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \theta} \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Pour la suite, on notera $\mathbf{k}(\phi, \theta)$ le vecteur d'onde, tel que :

$$\mathbf{k}(\phi, \theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Seule l'implémentation de la borne de Cramer Rao en polarisation TM_z est abordée dans ces travaux.

1 BCR de l'antenne à six capteurs mesurant six composantes

L'antenne vectorielle à six capteurs est composée de trois dipôles électriques orthogonaux et de trois dipôles magnétiques orthogonaux permettant de mesurer les six composantes du champ EM. Les expressions des vecteurs $\mathbf{G}(\phi, \theta)$ et $\mathbf{T}(\phi, \theta)$ ainsi que celles de leurs dérivées partielles, utilisées pour le calcul de la borne de Cramer Rao, sont les suivantes :

$$\mathbf{G}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \theta \\ \sin \phi \cos \theta \\ -\sin \theta \\ -\sin \phi \\ \cos \phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} -\sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \cos \theta \\ 0 \\ -\cos \phi \\ -\sin \phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -\cos \phi \sin \theta \\ -\sin \phi \sin \theta \\ -\cos \theta \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{T}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_x}} \\ e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_y}} \\ e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \\ e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_z}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_x}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_y}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_z}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_x}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_y}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{E_z}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_x}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_y}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-j\mathbf{k}(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{H_z}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

avec :

$$\begin{aligned} u_\phi(\phi, \theta) &= [k_y \sin \theta \cos \phi - k_x \sin \theta \sin \phi] \\ u_\theta(\phi, \theta) &= [k_x \cos \theta \cos \phi + k_y \cos \theta \sin \phi + k_z \cos \theta] \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

où $\{\mathbf{r}_{E_i}\}_{i=x,y,z}$ et $\{\mathbf{r}_{H_i}\}_{i=x,y,z}$ désignent respectivement les vecteurs de position des capteurs électriques et des capteurs magnétiques.

2 BCR de l'antenne à trois capteurs mesurant trois composantes

L'antenne vectorielle à trois capteurs est composée de seulement un dipôle mesurant la composante selon z du champ électrique et de deux dipôles orthogonaux mesurant les composantes selon x et y du champ magnétique. Les expressions des vecteurs $\mathbf{G}(\phi, \theta)$ et $\mathbf{T}(\phi, \theta)$ ainsi que celles de leurs dérivées partielles, utilisées pour le calcul de la borne de Cramer Rao, sont les suivantes :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin \phi \\ \cos \phi \end{bmatrix} \quad (\text{A.19}) \quad \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\cos \phi \\ -\sin \phi \end{bmatrix} \quad (\text{A.20}) \quad \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -\cos \theta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{T}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hx}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22}) \quad \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hx}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hx}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hy}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

avec :

$$\begin{aligned} u_\phi(\phi, \theta) &= [k_y \sin \theta \cos \phi - k_x \sin \theta \sin \phi] \\ u_\theta(\phi, \theta) &= [k_x \cos \theta \cos \phi + k_y \cos \theta \sin \phi + k_z \cos \theta] \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

où \mathbf{r}_{Ez} désigne le vecteur de position du capteur électrique et \mathbf{r}_{Hx} et \mathbf{r}_{Hy} désignent respectivement le vecteur de position du capteur mesurant la composante selon x du champ magnétique et celui mesurant la composante selon y .

3 BCR de l'antenne à six capteurs trois composantes

L'antenne vectorielle à six capteurs est composée de trois dipôles mesurant la composante selon z du champ électrique et de trois dipôles mesurant les composantes selon x et y du champ magnétique. Les expressions des vecteurs $\mathbf{G}(\phi, \theta)$ et $\mathbf{T}(\phi, \theta)$ ainsi que celles de leurs dérivées partielles, utilisées pour le calcul de la borne de Cramer Rao, sont les suivantes :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin \theta \\ -\sin \theta \\ -\cos \phi \\ \sin \frac{\pi}{3} \sin \phi - \cos \frac{\pi}{3} \cos \phi \\ \sin \frac{\pi}{3} \sin \phi + \cos \frac{\pi}{3} \cos \phi \end{bmatrix} \quad (\text{A.26}) \quad \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sin \phi \\ \sin \frac{\pi}{3} \cos \phi + \cos \frac{\pi}{3} \sin \phi \\ \sin \frac{\pi}{3} \cos \phi + \cos \frac{\pi}{3} \sin \phi \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

$$\frac{\partial \mathbf{G}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -\cos \phi \sin \theta \\ -\sin \phi \sin \theta \\ -\cos \theta \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{T}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez1}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez2}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez3}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy1}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy2}} \\ e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy3}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.29}) \quad \frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez1}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez2}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez3}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy1}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy2}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\phi(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy3}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez1}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez2}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Ez3}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy1}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy2}} \\ -j\frac{2\pi}{\lambda} u_\theta(\phi, \theta) e^{-jk(\phi, \theta) \cdot \mathbf{r}_{Hxy3}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

avec :

$$\begin{aligned} u_\phi(\phi, \theta) &= [k_y \sin \theta \cos \phi - k_x \sin \theta \sin \phi] \\ u_\theta(\phi, \theta) &= [k_x \cos \theta \cos \phi + k_y \cos \theta \sin \phi + k_z \cos \theta] \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

La position de capteur est définie par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{Ez1} &= d [1, 0, 0]^T ; \\ \mathbf{r}_{Ez2} &= d \left[\cos \frac{2\pi}{3}, \sin \frac{2\pi}{3}, 0 \right]^T ; \\ \mathbf{r}_{Ez3} &= d \left[\cos \frac{2\pi}{3}, -\sin \frac{2\pi}{3}, 0 \right]^T ; \\ \mathbf{r}_{Hxy1} &= \frac{d}{2} [-1, 0, 0]^T ; \\ \mathbf{r}_{Hxy2} &= \frac{d}{2} \left[\cos \frac{\pi}{3}, \sin \frac{\pi}{3}, 0 \right]^T ; \\ \mathbf{r}_{Hxy3} &= \frac{d}{2} \left[\cos \frac{\pi}{3}, -\sin \frac{\pi}{3}, 0 \right]^T ; \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

où d est la distance entre les éléments rayonnants électriques et le centre de l'antenne.

Annexe B

Les moyens de mesure

1 La chambre anéchoïque

L'ensemble des mesures effectuées au cours de ces travaux ont été réalisées dans la chambre anéchoïque du LAAS-CNRS. Une chambre anéchoïque est une salle d'expérimentation dont les parois sont recouvertes d'absorbants permettant d'atténuer les réflexions des ondes électromagnétiques et ainsi reproduire les conditions d'un rayonnement en espace libre sans perturbation électromagnétique. La chambre du LAAS-CNRS est spécifiée pour fonctionner dans la bande de fréquences [1GHz-40GHz]. La figure B.1 donne un schéma descriptif de la chambre.

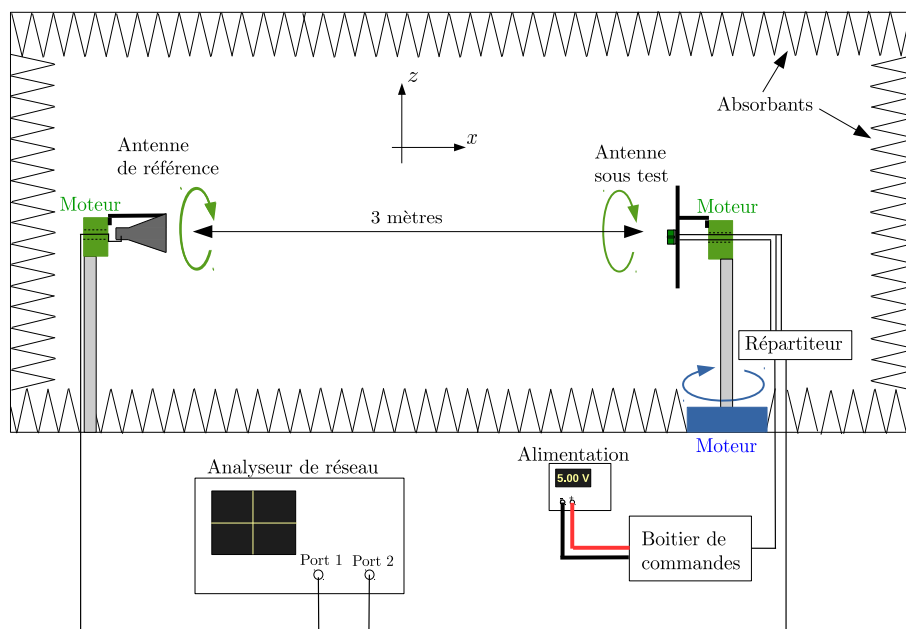


FIGURE B.1 – Schéma de la chambre anéchoïque du LAAS-CNRS.

Deux positionneurs, distants de 3 mètres, sont situés aux extrémités de la chambre. Le premier (cf. figure B.2), utilisé pour fixer une antenne de référence, est motorisé sur 360° autour de l'axe x afin d'adapter la polarisation de la mesure. Le second (cf. figure B.3) est quant à lui motorisé sur 360° autour de deux axes, l'axe x et l'axe z , permettant ainsi de faire varier l'angle en azimut et l'angle en site de l'antenne sous test.

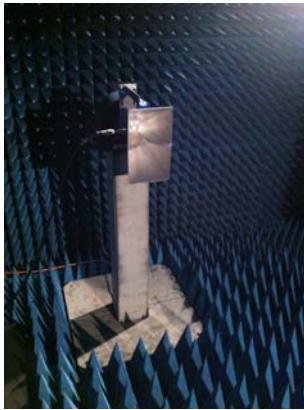


FIGURE B.2 – Positionneur de l'antenne de référence.

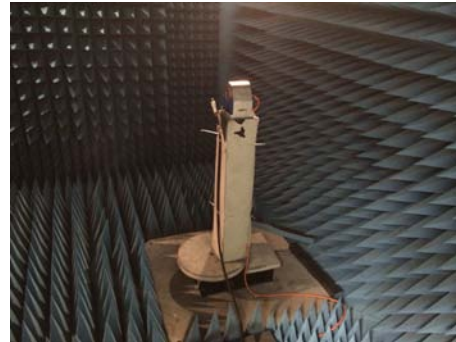


FIGURE B.3 – Positionneur de l'antenne sous test.

Les deux antennes sont connectées sur les ports d'un analyseur de réseau, modèle Anritsu 37397D, permettant de calculer l'atténuation entre le signal émis et le signal reçu au travers du coefficient de transmission S_{21} . Connaissant les caractéristiques de l'antenne de référence (le coefficient de réflexion S_{11} , le gain), la distance séparant les deux antennes et à partir de l'équation de Friis (I.14), on en déduit le gain de l'antenne sous test. Pour nos expérimentations, l'antenne de référence utilisée est l'antenne cornet Dorado GH1-12N.

Au cours de nos travaux, les antennes mesurées sont des antennes multicapteurs. Ainsi, afin d'éviter de perturber l'environnement lors de nos mesures, nous avons conçu un répartiteur 6 vers 1 (cf figure B.4) permettant de sélectionner, depuis l'extérieur de la chambre, le capteur à mesurer.

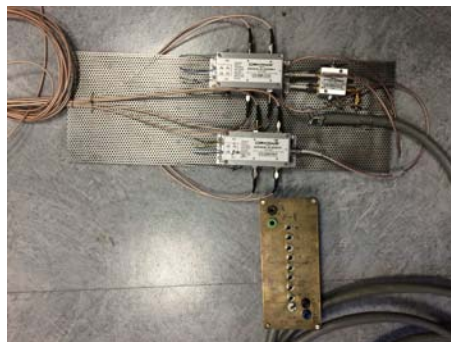


FIGURE B.4 – Répartiteur 6 vers 1.

2 Etalonnage du répartiteur

Le répartiteur est composé de quatre commutateurs dont les caractéristiques techniques sont données en annexe F : deux commutateurs TTL 4 entrées/1 sortie, un commutateur TTL 2 entrées/1 sortie et un commutateur mécanique 2 entrées/1 sorties. La présence de ce répartiteur modifie la réponse en amplitude et en phase des signaux en sortie d'antennes (pertes d'insertion, déphasages). Il est donc nécessaire de prendre en compte ces effets afin d'améliorer la précision de mesure. Ce processus doit être réalisé pour chaque voie du répartiteur et pour chaque capteur.

Afin de faciliter la compréhension de la méthode d'étalonnage qui est présentée dans cette partie, nous considérons le cas d'un seul capteur et par conséquent, d'une seule voie de réception.

Le paramètre mesuré par l'analyseur de réseau, lors de ces expérimentations, est le coefficient de transmission $S_{21}^t = \frac{b_2}{a_1}$ entre la source et la sortie du répartiteur (cf. figure B.5).

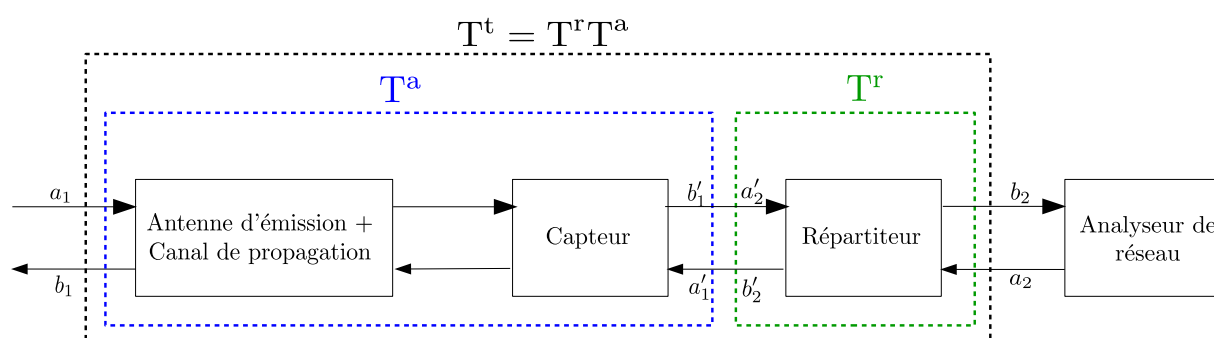


FIGURE B.5 – Schéma de mesure avec répartiteur.

La prise en compte des défauts du répartiteur revient à exprimer le coefficient $S_{21}^a = \frac{b'_1}{a_1}$ en fonction de S_{21}^t . Pour ce faire, on représente la chaîne de transmission par un quadripôle ayant une matrice de transfert notée T^t . Cette matrice se décompose en une matrice de transfert T^r associée au répartiteur et une matrice de transfert T^a associée au canal de transmission avec le capteur sous test inclus. La figure B.6 donne le schéma équivalent.

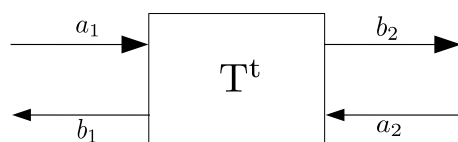


FIGURE B.6 – Schéma équivalent de la chaîne de transmission et de réception.

avec :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^t & T_{12}^t \\ T_{21}^t & T_{22}^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}^r & T_{12}^r \\ T_{21}^r & T_{22}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{11}^a & T_{12}^a \\ T_{21}^a & T_{22}^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Les coefficients d'une matrice de transfert, notée T^n , peuvent être exprimés à partir des paramètres S :

$$\begin{aligned} T_{11}^n &= \frac{1}{S_{21}^n} \\ T_{12}^n &= -\frac{S_{22}^n}{S_{21}^n} \\ T_{21}^n &= \frac{S_{11}^n}{S_{21}^n} \\ T_{22}^n &= -\frac{S_{11}^n S_{22}^n - S_{12}^n S_{21}^n}{S_{21}^n} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

L'approche que nous utilisons nécessite la connaissance du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur, noté S_{11}^a , et les paramètres S du répartiteur définis par :

$$S^R = \begin{bmatrix} S_{11}^r & S_{12}^r \\ S_{21}^r & S_{22}^r \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

A partir de ces paramètres, de (B.1) et de (B.2), on peut en déduire S_{21}^a de la façon suivante :

$$\begin{aligned} T_{11}^t &= \frac{1}{S_{21}^t} \\ T_{11}^t &= T_{11}^r T_{11}^a + T_{12}^r T_{21}^a \\ T_{11}^t &= \frac{1}{S_{21}^r} \frac{1}{S_{21}^a} - \frac{S_{22}^r S_{11}^a}{S_{21}^r S_{21}^a} \\ T_{11}^t &= \frac{1}{S_{21}^r S_{21}^a} (1 - S_{22}^r S_{11}^a) \\ S_{21}^a &= \frac{S_{21}^t}{S_{21}^r} (1 - S_{22}^r S_{11}^a) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Annexe C

Principe du dipôle replié

Le dipôle replié est constitué de deux brins parallèles, joints mutuellement par leurs extrémités. La figure C.1 donne une représentation de ce dipôle.

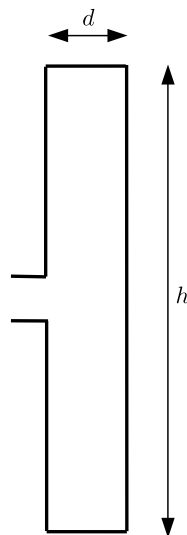


FIGURE C.1 – Le dipôle replié.

La distance d , faible devant la longueur d'onde ($d < 0.05\lambda$), correspond à la distance de séparation entre les deux brins du dipôle. La hauteur de l'antenne est quant à elle notée h .

Comme pour le doublet demi-onde, l'excitation est située au centre de l'un des deux brins. Le mode fondamental du dipôle replié peut être vu comme la superposition de deux modes résonnants : un mode pair et un mode impair. La figure C.2 illustre le modèle d'excitation décomposé suivant ces deux modes.

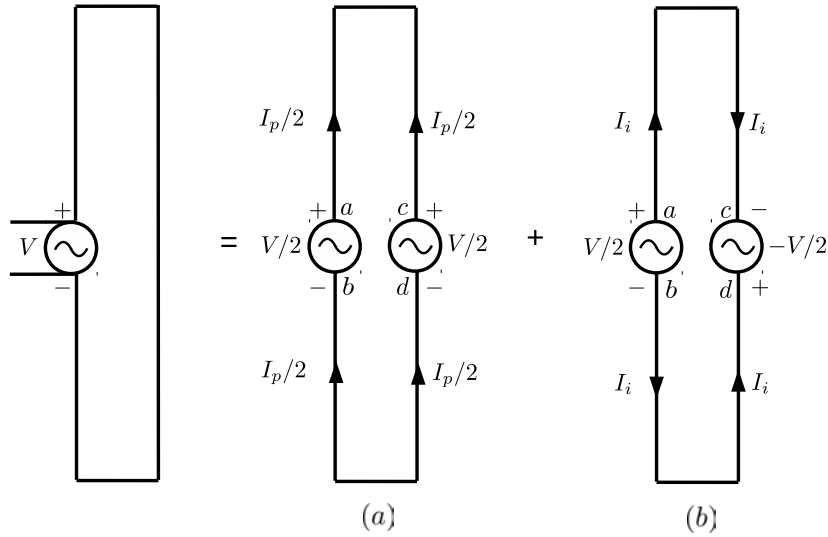


FIGURE C.2 – Modèle d'excitation du dipôle replié : (a) mode pair (b) mode impair.

Le mode pair correspond à deux dipôles colocalisés, alimentés par deux sources de tension en phase $V/2$ aux bornes ab et bc (cf. figure C.2.a). Le courant total traversant l'antenne est la somme des courants sur chacun des deux brins du dipôle, exprimés par :

$$I_p = V/2Z_d \quad (\text{C.1})$$

où Z_d est l'impédance d'un dipôle ordinaire de même longueur.

Dans le mode impair, les deux brins peuvent être considérés comme deux lignes de transmission court-circuitées et alimentées par deux sources de tension en opposition de phase, $V/2$ aux bornes ab et $-V/2$ aux bornes bc (cf. figure C.2.b). L'impédance du mode impair est donc :

$$Z_i = Z_0 \left[\frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta h/2)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta h/2)} \right] \quad (\text{C.2})$$

Z_0 correspond à l'impédance caractéristique des lignes de transmission, Z_L à l'impédance de charge et β au nombre d'onde ($\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$). Comme les deux lignes sont court-circuitées ($Z_L = 0$), l'impédance peut s'écrire :

$$Z_i = jZ_0 \tan(\beta h/2) \quad (\text{C.3})$$

Ainsi, le courant I_i traversant l'antenne en mode impair est :

$$I_i = \frac{V}{2Z_i} = -j \frac{V}{2Z_0 \tan(\beta h/2)} \quad (\text{C.4})$$

La distance d étant très faible ($d < 0.05\lambda$), le rayonnement des deux brins en mode impair s'annule mutuellement en champ lointain.

La superposition de ces deux modes donne à une source de tension V entre les bornes ab et 0 entre les bornes cd , générant ainsi un courant total I , tel que :

$$I = I_p/2 + I_i \quad (\text{C.5})$$

En combinant (C.1) et (C.4) dans (C.5), l'impédance totale à l'entrée du dipôle replié Z_a peut être exprimée par :

$$Z_a = \frac{4Z_i Z_d}{Z_i + 2Z_d} \quad (\text{C.6})$$

Pour un dipôle replié d'une hauteur $h = \lambda/2$, $Z_i = \infty$. Ainsi, on obtient :

$$Z_a = 4Z_d \quad (\text{C.7})$$

L'impédance d'entrée du dipôle replié est donc quatre fois plus élevée que celle du dipôle classique pour une hauteur $h = \lambda/2$: $Z_d = 73\Omega$ ce qui implique que $Z_a \approx 300\Omega$.

Il est possible d'adapter l'impédance selon les besoins en créant une dissymétrie entre les largeurs des deux brins constituant l'antenne comme illustré en figure C.3 avec un dipôle replié à deux largeurs, w_1 et w_2 . Avec cette configuration, Z_a devient :

$$Z_a = (1 + c)^2 Z_d \quad (\text{C.8})$$

avec c étant :

$$c \approx \frac{\ln(s/w_1)}{\ln(s/w_2)} \quad (\text{C.9})$$

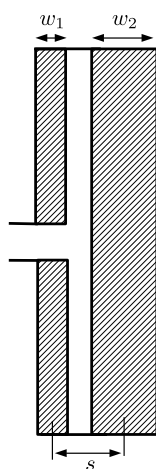


FIGURE C.3 – Dipôle replié à deux largeurs.

Annexe D

Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF

1 Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF bibandes

La figure D.1 donne les paramètres de discrimination de polarisation croisée du monopôle replié UHF bibande, simulés dans les bandes [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz].

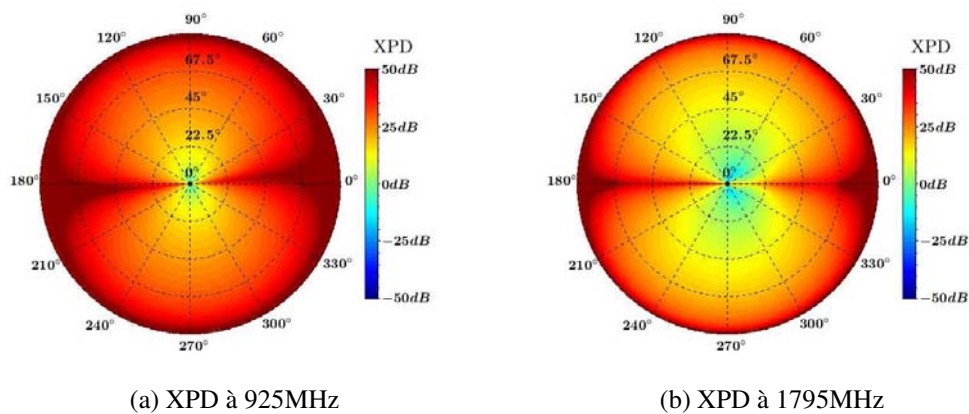


FIGURE D.1 – Discrimination de polarisation croisée XPD du monopôle replié bibande obtenue par simulation.

La figure D.2 donne les paramètres de discrimination de polarisation croisée de la demi-boucle chargée à double accès UHF bibande, simulés dans les bandes [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz].

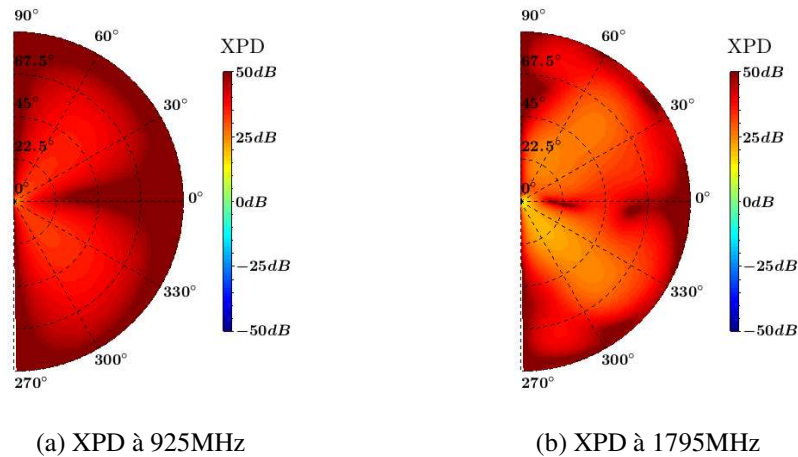


FIGURE D.2 – Discrimination de polarisation croisée XPD de la demi-boucle chargée bibande obtenue par simulation.

2 Discrimination de polarisation croisée des capteurs UHF monobandes

La figure D.3 donne le paramètre de discrimination de polarisation croisée de l'antenne PIFA UHF, simulé dans la bande [400MHz-430MHz].

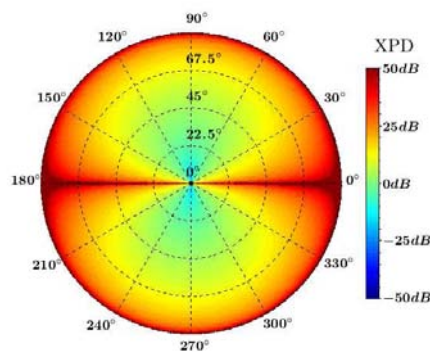


FIGURE D.3 – Discrimination de polarisation croisée XPD de l'antenne PIFA obtenue par simulation à 415MHz.

La figure D.4 donne le paramètre de discrimination de polarisation croisée de la demi-boucle chargée à double accès UHF, simulé dans la bande [400MHz-430MHz].

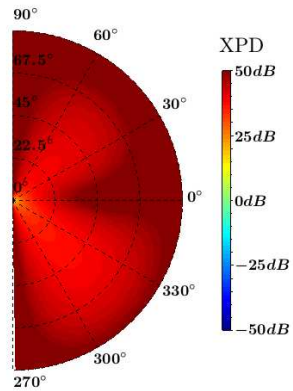


FIGURE D.4 – Discrimination de polarisation croisée XPD de la demi-boucle chargée obtenue par simulation à 415MHz.

Annexe E

Diagrammes de rayonnement des antennes vectorielles UHF

1 Diagrammes simulés de l'antenne UHF bibande

La figure E.1 et la figure E.2 donnent le gain simulé des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz et 1795MHz respectivement.

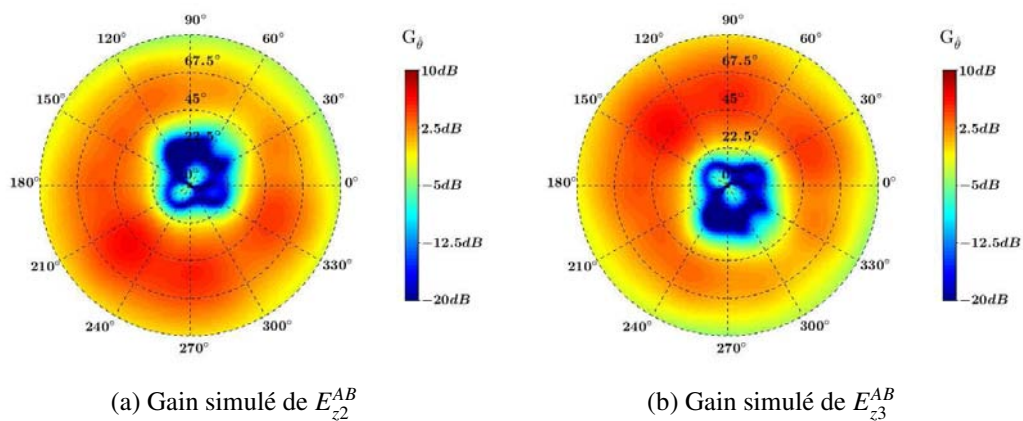


FIGURE E.1 – Gain simulé des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz.

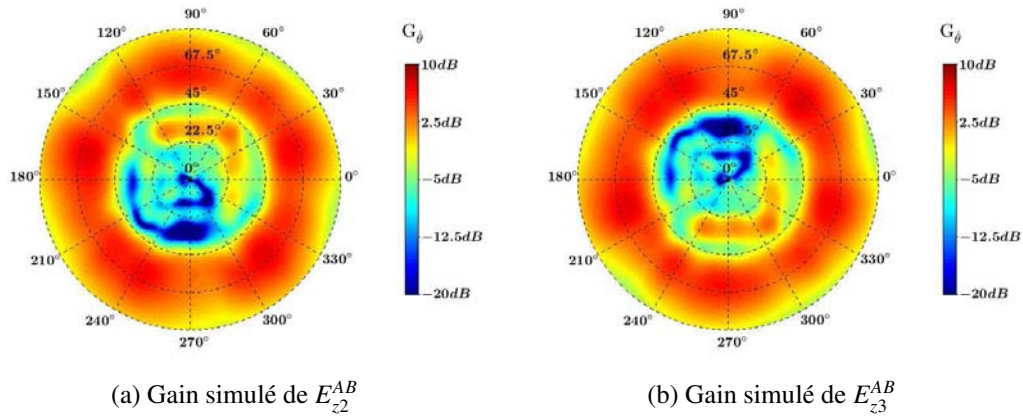


FIGURE E.2 – Gain simulé des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 1795MHz.

La figure E.3 et la figure E.4 donnent le gain simulé des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz et 1795MHz respectivement.

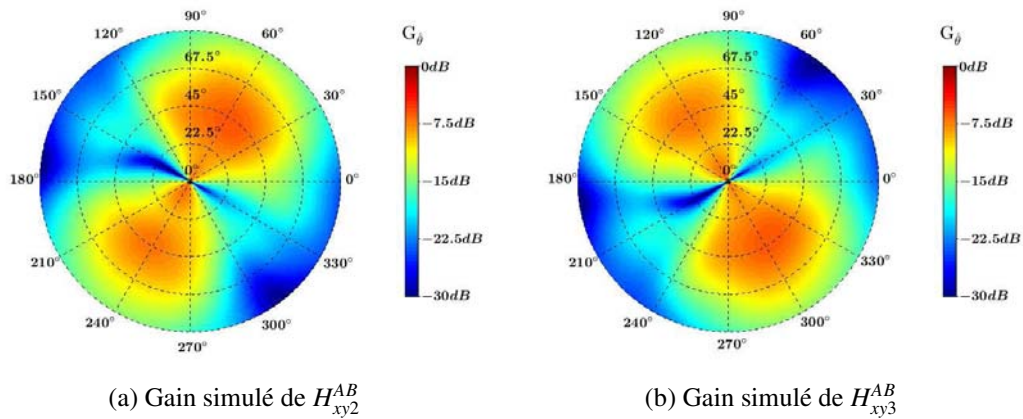


FIGURE E.3 – Gain simulés des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz.

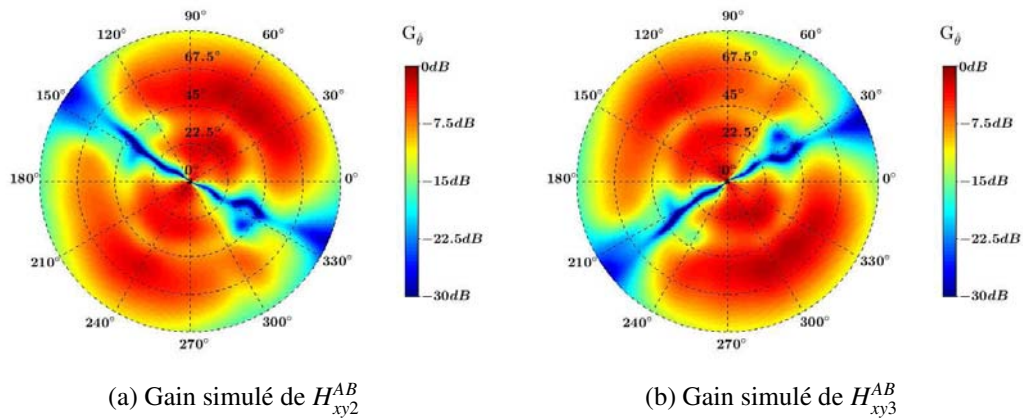


FIGURE E.4 – Gain simulés des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 1795MHz.

2 Diagrammes mesurés de l'antenne UHF bibande

La figure E.5 et la figure E.6 donnent le gain mesuré des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 1000MHz et 1800MHz respectivement.

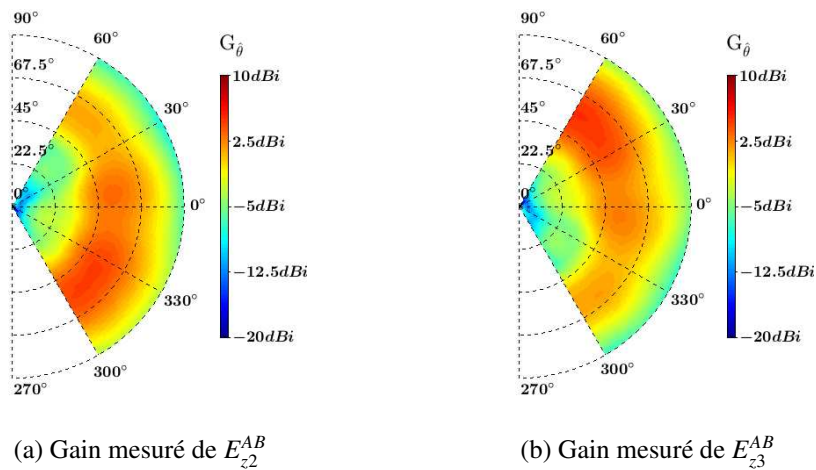


FIGURE E.5 – Gain mesurés des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 1000MHz.

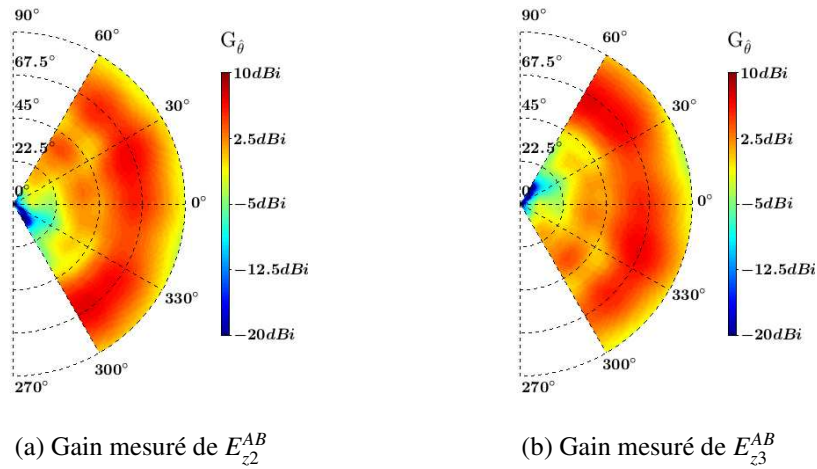


FIGURE E.6 – Gain mesurés des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 1800MHz.

La figure E.7 et la figure E.8 donnent le gain mesuré des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 1000MHz et 1800MHz respectivement.

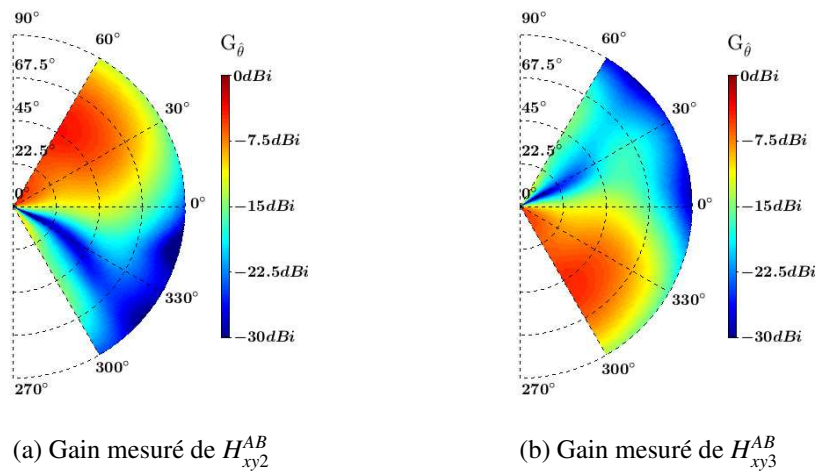


FIGURE E.7 – Gain mesurés des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 1000MHz.

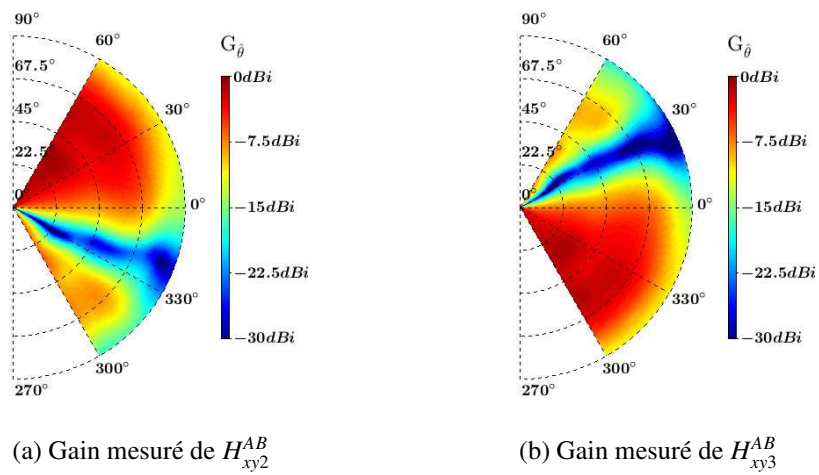
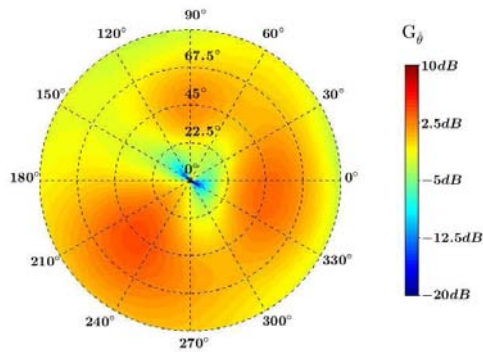


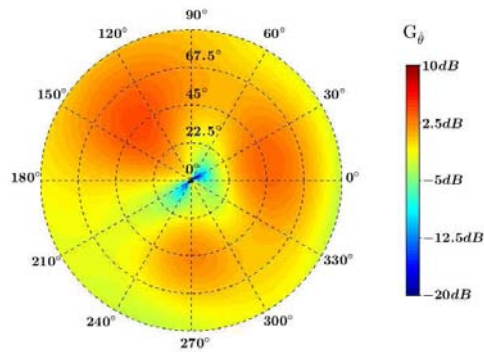
FIGURE E.8 – Gain mesurés des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 1800MHz.

3 Diagrammes simulés de l'antenne UHF tribande

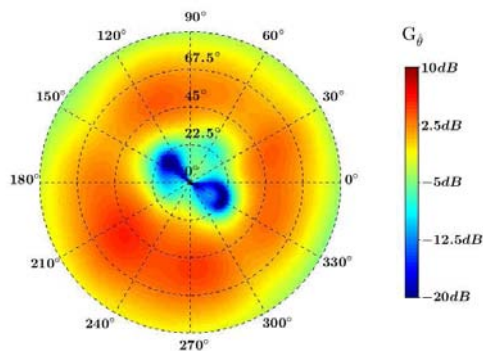
La figure E.9 donne le gain simulé des capteurs E_{z2}^C et E_{z3}^C en polarisation TM_z à 415MHz et le gain simulé des capteurs E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz et 1795MHz.



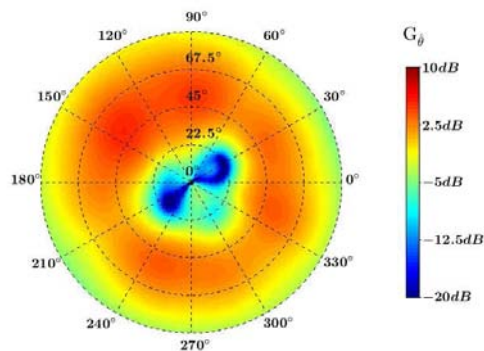
(a) Gain simulé de E_{z2}^C à 415MHz



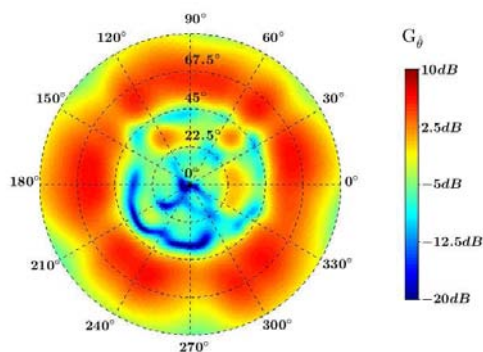
(b) Gain simulé de E_{z3}^C à 415MHz



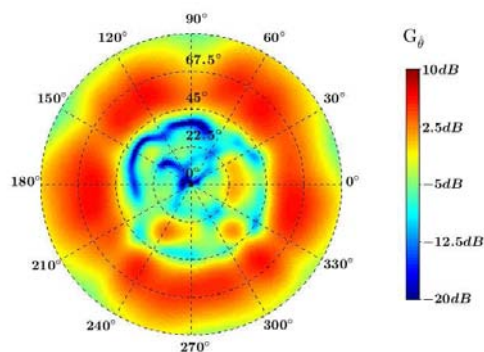
(c) Gain simulé de E_{z2}^{AB} à 925MHz



(d) Gain simulé de E_{z3}^{AB} à 925MHz



(e) Gain simulé de E_{z2}^{AB} à 1795MHz



(f) Gain simulé de E_{z3}^{AB} à 1795MHz

FIGURE E.9 – Gain simulés des capteurs E_{z2}^C , E_{z3}^C , E_{z2}^{AB} et E_{z3}^{AB} en polarisation TM_z .

La figure E.10 donne le gain simulé des capteurs H_{xy2}^C et H_{xy3}^C en polarisation TM_z à 415MHz et le gain simulé des capteurs H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z à 925MHz et 1795MHz.

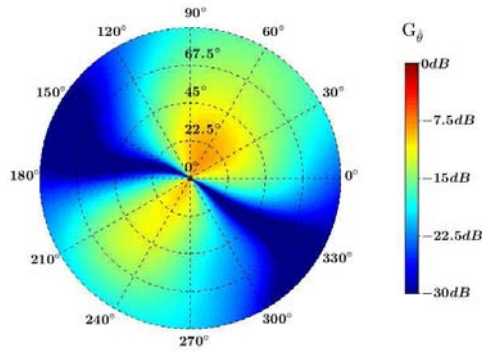
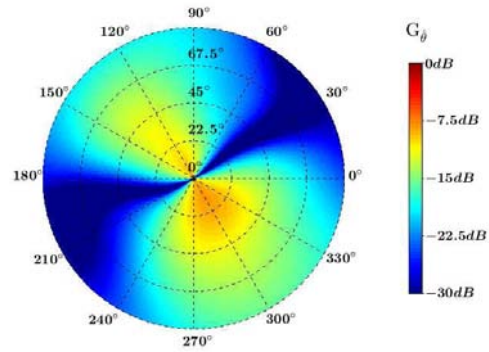
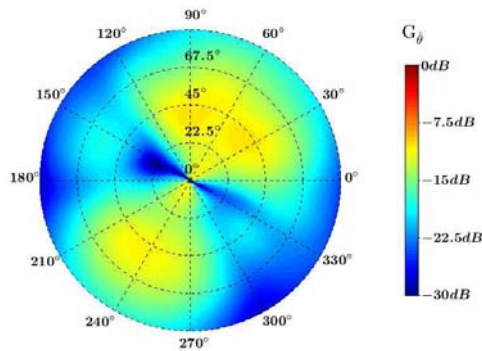
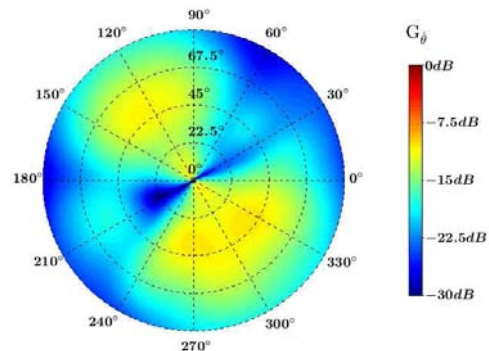
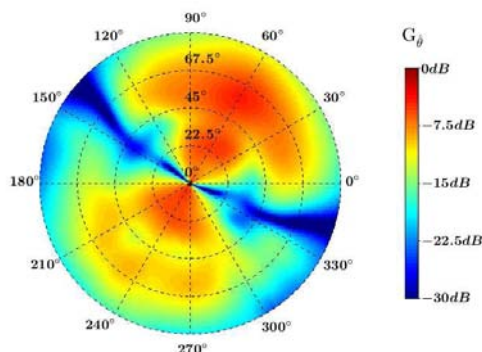
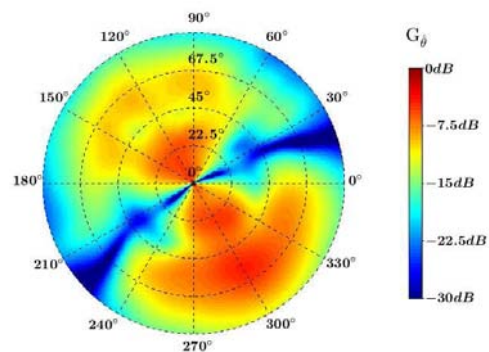
(a) Gain simulé de H_{xy2}^C à 415MHz(b) Gain simulé de H_{xy3}^C à 415MHz(c) Gain simulé de H_{xy2}^{AB} à 925MHz(d) Gain simulé de H_{xy3}^{AB} à 925MHz(e) Gain simulé de H_{xy2}^{AB} à 1795MHz(f) Gain simulé de H_{xy3}^{AB} à 1795MHz

FIGURE E.10 – Gain simulés des capteurs H_{xy2}^C , H_{xy3}^C , H_{xy2}^{AB} et H_{xy3}^{AB} en polarisation TM_z .

Annexe F

Caractéristiques techniques des commutateurs

Coaxial Switch GaAs

50Ω SP4T, TTL Driver, Absorptive DC¹ to 3 GHz

ZSWA-4-30DR+



CASE STYLE: CV665

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZSWA-4-30DR+	\$119.95	(1-9)

Maximum Ratings

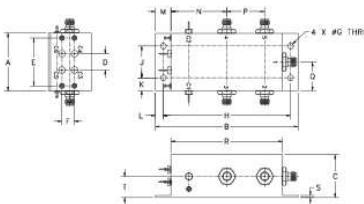
Operating Temperature	-30°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Input Power	see Table
Vcontrol	(V+) +0.4V

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial/Pin Connections

RF IN	1
RF OUT 1	2
RF OUT 2	3
RF OUT 3	4
RF OUT 4	5
CONTROL 1	C5
CONTROL 2	C3
CONTROL 3	C4
CONTROL 4	C6
+5V (V+)	C2
-5V (V-)	C1

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
1.61	4.00	1.20	.45	1.33	.35	.161	3.560	.880	.36
40.89	101.60	30.48	11.43	33.75	8.89	4.09	90.42	22.35	9.14
L	M	N	P	Q	R	S	T	wt	
.22	.44	1.56	1.06	.80	3.12	.06	.59	grams	
5.59	11.18	39.62	26.62	20.32	79.25	1.52	14.59	grams	150.0

Features

- wideband, DC to 3 GHz
- low video leakage, 30 mVp-p typ.
- high isolation, 37 dB typ. @ 2 GHz
- integral TTL driver

Applications

- transmitter/receiver isolation
- automated switching networks
- cellular
- PCN

Electrical Specifications

FREQ. ¹ (GHz)	INSERTION LOSS (dB)						1dB COMPR. (dBm)			IN-OUT ISOLATION (dB)						
	DC-500 MHz		500-2000 MHz		2000-3000 MHz		DC-500 MHz	500-2000 MHz	2000-3000 MHz	DC-500 MHz		500-2000 MHz		2000-3000 MHz		
f _c	f _h	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.
DC	3	1.0	1.8	1.5	3.0	2.0	3.9	23*	25	25	50	40	37	32	31	26

*1dB compression gradually decreases to 10 dBm at 1MHz.

Additional Specifications

TTL Control Voltage	0V+
Low Threshold, V	0.8 max.
High Threshold, V	3.5 min.
TTL Control Current, mA	
High V, mA	0.2 max.
Low V, mA	0.02 max.
Positive Supply V. (V+)	+5±0.5
Negative Supply V. (V-)	-5±0.25
Positive Supply Current, mA	4 max.
Negative Supply Current, mA	20 max.
VSWR(:1)	1.28 typ., ON 1.24 typ., OFF DC-2GHz
Rise/Fall time (10%-90%), ns	25 typ.
Switching time, 50% of Control to 90% RF (Turn-on), ns	45 typ.
10% RF (Turn-off), ns	
**Video Leakage, mVp-p 0/+5V Control	30 typ.
MTBF, hrs @85°C case	30X10 ⁶
Max. Input Power, dBm	DC-100 MHz: -20 100-500 MHz: -24 500-3000 MHz: +30
Steady state control	+8
As Modulator	+14

* Do not apply control voltage high prior to applying V+

** Video leakage or break through is defined as leakage of TTL switching signal to RF output ports.
1. All RF connections must be DC blocked or held at 0V DC.

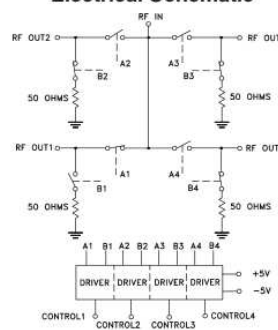
+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

CONTROL LOGIC

Control Ports				RF outputs			
1	2	3	4	1	2	3	4
Low	High	High	High	On	Off	Off	Off
High	Low	High	High	Off	On	Off	Off
High	High	Low	High	Off	Off	On	Off
High	High	High	Low	Off	Off	Off	On

Electrical Schematic



Notes

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/WCLStore/terms.jsp



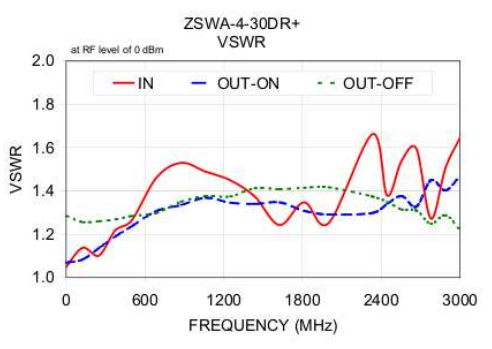
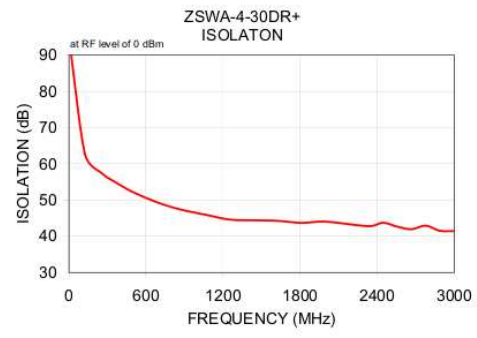
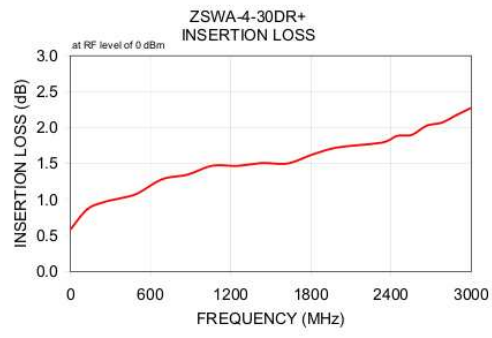
www.minicircuits.com P.O. Box 35166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. E
M131858
ED-7188/1
ZSWA-4-30DR+
WP/CP/AM
140131

ZSWA-4-30DR+

Typical Performance Data

FREQ. (MHz)	ON INSERTION LOSS (dB)		OFF ISOLATION (dB)		VSWR		VSWR	
	TTL Low @ 0V IN-OUT	TTL High @ 5V IN-OUT	TTL Low @ 0V IN-OUT	TTL High @ 5V IN-OUT	IN	OUT ON	OUT OFF	
1.00	0.59	0.007	94.33	1.66	1.05	1.07	1.29	
125.75	0.87	0.008	62.61	0.49	1.14	1.06	1.26	
250.50	0.97	0.007	57.54	0.31	1.10	1.14	1.26	
375.25	1.02	0.011	54.64	0.24	1.22	1.19	1.27	
500.00	1.09	0.012	52.17	0.23	1.26	1.21	1.28	
625.50	1.23	0.011	49.37	0.19	1.46	1.31	1.30	
750.00	1.35	0.010	47.33	0.26	1.53	1.34	1.35	
1062.50	1.47	0.013	45.96	0.26	1.49	1.37	1.38	
1250.00	1.47	0.017	44.64	0.20	1.45	1.35	1.37	
1437.50	1.51	0.021	44.41	0.25	1.37	1.34	1.41	
1625.00	1.50	0.022	44.27	0.34	1.24	1.35	1.41	
1812.50	1.63	0.036	43.69	0.29	1.35	1.31	1.41	
2000.00	1.73	0.040	44.05	0.31	1.25	1.29	1.42	
2333.33	1.80	0.042	42.76	0.29	1.66	1.30	1.37	
2444.44	1.89	0.056	43.76	0.34	1.38	1.34	1.35	
2555.56	1.90	0.055	42.68	0.34	1.54	1.38	1.31	
2666.67	2.03	0.062	41.94	0.29	1.60	1.33	1.31	
2777.78	2.07	0.069	42.99	0.42	1.27	1.45	1.25	
2888.89	2.18	0.072	41.51	0.36	1.51	1.40	1.29	
3000.00	2.28	0.076	41.43	0.38	1.65	1.47	1.22	



Notes
 A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

Coaxial Switch

ZYSWA-2-50DR

50Ω SPDT, TTL Driver, Absorptive DC² to 5 GHz



CASE STYLE: ZZ121

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZYSWA-2-50DR	\$69.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$5.00	(1+)

Maximum Ratings

Operating Temperature	-20°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Input Power	+20dBm

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial/Pin Connections

RF IN	3
RF OUT 1	2
RF OUT 2	1
TTL IN	4
+5V	+5VDC
-5V	-5VDC

Features

- wideband, DC to 5 GHz
- fast rise/fall time, 6ns typ.
- low video break thru, 30 mV P-P typ.

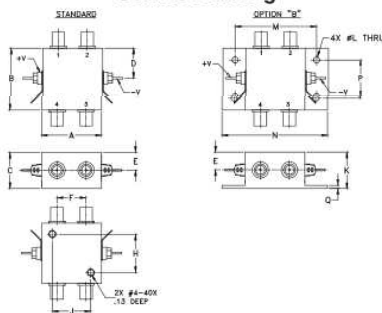
Applications

- antenna switching
- instrumentation
- cellular/PCN
- transmitters/receivers
- satellite communications

Electrical Specifications

FREQ. ² (GHz)	INSERTION LOSS (dB)	1dB COMPR. (dBm)						IN-OUT ISOLATION (dB)											
		DC-500 MHz		500-2000 MHz		2000-5000 MHz		DC-500 MHz		500-2000 MHz		2000-5000 MHz							
		f _l	f _h	Typ.	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.						
DC	5	1.1	1.5	1.4	1.9	1.9	—	18	13	20	17	22.5	20	42	38	31	27	20	19

Outline Drawing



Outline Dimensions (Inch)

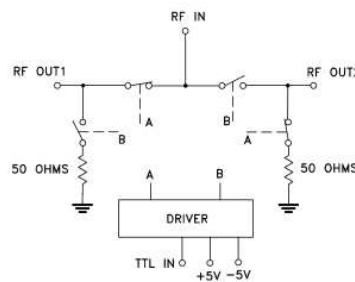
A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	0.75	0.63	0.38	0.61	--	0.800
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	15.49	--	20.32
J	K	L	M	N	P	Q	wt
0.800	0.76	0.125	1.688	2.18	0.75	0.07	grams
20.32	19.30	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	

Additional Specifications			
Control Voltage	0/5.5, max.	VSWR:(1)	1.4 typ., 2.0 max. DC to 3 GHz
Low Threshold, max.	0.8		2.5 max. 3 to 5 GHz
High Threshold, min.	2.0		
Control Current, mA	High V: 2 typ., 5 max. Low V: 0.2 max.	Rise/Fall time (10%-90%), ns	6 typ., 12 max.
Positive Supply V	+5+0.5/-0.1	Switching time, 50% of Control to 90% RF (Turn-on), ns	20 typ., 40 max.
Negative Supply V	-5-0.5/+0.1	10% RF (Turn-off), ns	
Positive Supply Current, mA	20 max.	**Video Leakage, mVp-p 0-5V Control	30 typ.
Negative Supply Current, mA	20 max.		

Control Port	RF outputs	
	1	2
Low	On	Off
High	Off	On

1. OFF state at RF output is low impedance
 ** Video leakage or break through is defined as leakage of TTL switching signal to RF output ports.
 2. All RF connections must be DC blocked or held at 0V DC

Electrical Schematic



Notes

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



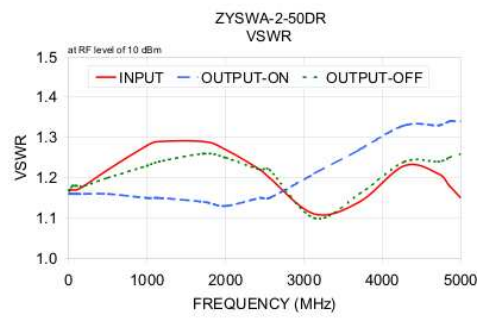
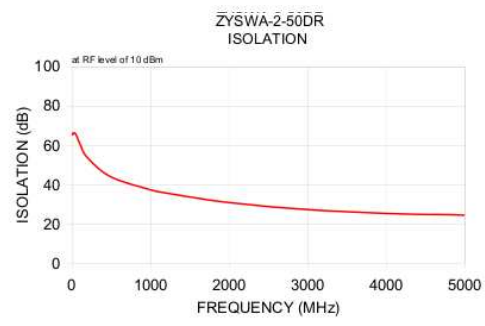
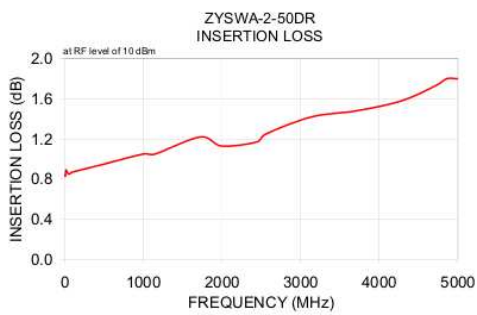
www.minicircuits.com P.O. Box 35166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV. C
M99070
ZYSWA-2-50DR
ED-09662
DJ/TD/CP/AM
140131

ZYSWA-2-50DR

Typical Performance Data

FREQ. (MHz)	ON TTL Low @ 0V IN-OUT 1		INSERTION LOSS (dB) AMP. UNBAL.		OFF TTL High @ 5V IN-OUT 1		ISOLATION (dB) DELTA		VSWR		
	\bar{x}	σ	\bar{x}	σ	\bar{x}	σ	\bar{x}	σ	IN \bar{x}	OUT	
										\bar{x}	σ
300	0.84	0.01	0.01	0.01	65.32	0.46	0.44	0.35	1.16	1.16	1.17
500	0.83	0.01	0.01	0.01	65.59	1.00	0.97	0.43	1.17	1.16	1.17
1000	0.83	0.02	0.01	0.01	65.42	0.63	0.56	0.20	1.17	1.16	1.17
2000	0.89	0.04	0.02	0.02	66.30	0.68	0.76	0.63	1.17	1.16	1.17
5000	0.85	0.01	0.01	0.01	65.63	1.12	1.37	0.50	1.17	1.16	1.18
10000	0.87	0.02	0.01	0.01	61.02	0.81	1.22	1.06	1.17	1.16	1.18
20000	0.89	0.02	0.01	0.01	53.60	0.42	0.37	0.32	1.18	1.16	1.18
50000	0.95	0.02	0.00	0.01	43.89	0.27	0.52	0.15	1.22	1.16	1.20
100000	1.05	0.02	0.01	0.01	37.39	0.23	0.62	0.12	1.28	1.15	1.23
115064	1.05	0.02	0.01	0.01	36.05	0.25	0.62	0.11	1.29	1.15	1.24
172445	1.22	0.02	0.04	0.02	32.34	0.30	0.73	0.08	1.29	1.14	1.26
200000	1.13	0.01	0.01	0.01	30.92	0.28	0.76	0.06	1.27	1.13	1.25
244173	1.17	0.01	0.01	0.01	29.06	0.27	0.69	0.11	1.22	1.15	1.22
256127	1.25	0.03	0.02	0.01	28.66	0.27	0.62	0.15	1.20	1.15	1.22
313509	1.42	0.05	0.06	0.00	26.96	0.30	0.23	0.14	1.11	1.21	1.10
370891	1.48	0.04	0.06	0.02	25.86	0.28	0.33	0.18	1.14	1.27	1.16
429273	1.58	0.06	0.12	0.04	25.02	0.36	0.41	0.23	1.23	1.33	1.24
471309	1.73	0.05	0.02	0.01	24.78	0.31	0.62	0.26	1.21	1.33	1.24
485655	1.80	0.05	0.03	0.02	24.69	0.32	0.65	0.26	1.18	1.34	1.25
5000.00	1.80	0.06	0.04	0.02	24.46	0.30	0.58	0.26	1.15	1.34	1.26



Notes
 A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/WCLStore/terms.jsp

Bibliographie

- [1] E. Bellini et A. Tosi, "System of directed wireless telegraphy," Brevet US943 960 A, 1909.
- [2] H. Jenkins, *Small-Aperture radio Direction-finding*. Artech House, Incorporated, 1991.
- [3] R. Ellis et F. (Adcock, "Improvements in means for determining the direction of a distant source of electro-magnetic radiation," British Brevet GB130 490 A, 1919.
- [4] G. Multedo, "Radiosurveillance du spectre," Université de Cergy Pointoise, Tech. Rep., 1994.
- [5] T. E. Tuncer et B. Friedlander, *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*, Elsevier, Ed. Academic PRESS, 2009.
- [6] P. J. D. Gething, *Radio Direction Finding and Superresolution*. P. Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1991.
- [7] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [8] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, pp. 276 – 280, 1986.
- [9] J. Ferrara, E. et 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.
- [10] A. Paulraj, R. Roy, et T. Kailath, "A subspace rotation approach to signal parameter estimation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 74, no. 7, pp. 1044 – 1046, 1986.
- [11] G. Maral, *Satellite Communications Systems : Systems, Techniques and Technology, 5th Edition*. Wiley, 2009.
- [12] H. Cramer, *Mathematical method of statistics*, Princeton University Press, Ed., 1951.
- [13] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design, 3rd Edition*. Wiley, 2012.
- [14] M. Eric, A. Zejak, et M. Obradovic, "Ambiguity characterization of arbitrary antenna array : type I ambiguity," in *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 2, 1998, pp. 399–403.
- [15] —, "Ambiguity characterization of arbitrary antenna array : type II ambiguity," in *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 1998.
- [16] D. Spielman, A. Paulraj, et T. Kailath, "Performance analysis of the MUSIC algorithm," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*, vol. 11, 1986, pp. 1909–1912.
- [17] J. Evans, J. J.R., et D. Sun, "High resolution angular spectrum estimation techniques for terrain scattering analysis and angle of arrival estimation," in *Proc. 1st Acoustics, Speech, and Signal Processing Workshop Spectral Estimation*, Hamilton, Ont., Canada, 1981, pp. 134–139.

- [18] T. Shan, "Adaptative beamforming for coherent signals and interference," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, no. 3, 1985.
- [19] T. Shan, M. Wax, et T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of cohrentes signals," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, no. 4, 1985.
- [20] Antenne DF VHF Super-resolution ADD050SR, Rohde & Schwarz,
<http://www.rohde-schwarz.com/en/product/add050sr>.
- [21] Antenne DF-A0031, Poynting,
<http://www.poyntingdefence.com/index.php?q=catalogue|productinfo,54,Wideband-Portable-DF-Antenna-Array>.
- [22] Antenne DF-A0038, Poynting,
<http://www.poyntingdefence.com/index.php?q=catalogue|productinfo,58,Direction-Finding-and-Monitoring-Antenna>.
- [23] Antenne DF-A0049, Poynting,
<http://www.poyntingdefence.com/index.php?q=catalogue|productinfo,62,Quick-Deployment-HF-NVIS-DF-Element>.
- [24] R. Mueller, S. Lutz, et R. Lorch, "A novel circular direction finding antenna array for unknown polarizations," in *7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, 2013, pp. 1455–1459.
- [25] ANT-186B, THALES,
<https://www.thalesgroup.com/sites/default/files/asset/document/TRC6500.pdf>.
- [26] Antenne ADD253, Rohde & Schwarz,
<http://www.rohde-schwarz.com/en/product/add253>.
- [27] Antenne ADD070M, Rohde & Schwarz,
<http://www.rohde-schwarz.com/en/product/add070m>.
- [28] Antenne ADD170, Rohde & Schwarz,
<http://www.rohde-schwarz.com/en/product/add170>.
- [29] Antenne MA1316, CUBIC,
<http://www.cubic.com/LinkClick.aspx?fileticket=JOIXbHzVKWU%3D&tabid=189>.
- [30] A. Bellion, C. Le Meins, A. Julien-Vergonjanne, et T. Monédière, "Calibration of direction finding antennas in complex environment," in *International Union of Radio Science (URSI)*, Chicago, 2008.
- [31] Antenne RFeye Array 50, CRFS,
<http://media.crfs.com/uploads/files/1/crfs-md00033-c04-rfeye-arrays.pdf>.
- [32] Antenne Model 643, TCI,
<http://www.spx.com/en/assets/pdf/TCI%20643.T.pdf>.
- [33] Antenne ANT-430, Rockwell Collins France,
https://www.rockwellcollins.com/sitecore/content/Data/Products/Navigation_and_Guidance/Direction-Finding_Equipment/DF-500_direction_finder.aspx.

- [34] A. Ferréol, “Radio-goniométrie : Modélisation - algorithmes - performances,” Manuscrit de Thèse, Ecole Doctorale de l’Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2005.
- [35] P. Morgand. Projet LUTECE : Localisation d’Urgence de Téléphone CELLulaire, ftp://ftp.cordis.europa.eu/pub/ist/docs/directorate_d/cnt/wshop/ws040308/lutece_en.pdf.
- [36] STARRS project : Sensor for Terrestrial and Airborne Radio-transmitter Rescue Search, http://cordis.europa.eu/project/rcn/80501_en.html.
- [37] P. Morgand, A. Ferréol, R. Sarkis, et C. Craeye, “Detection and location of people in emergency situations through their PMR or GSM / UMTS phones,” in *European Wireless Technology Conference (EUWIT)*, 2010, pp. 185–188.
- [38] D. Sengupta, J. Ferris, R. Larson, G. Hok, et T. Smith, “Azimut and elevation direction finde study,” University of Michigan, Radiation Laboratory, Department of Electrical Engineering, Tech. Rep. ECOM-01499-4, 1966.
- [39] J. Ferris, P. Wilcox, et W. Zimmerman, “Azimuth and elevation direction finder techniques,” University of Michigan, Radiation Laboratory, Department of Electrical Engineering, Tech. Rep. ECOM-0547-5, 1968.
- [40] J. Bull, “Field probe for measuring vector component of an electromagnetic field,” Brevet US5 300 885 A, 1994.
- [41] J. Welsh, “Collapsible tri-axial frame antenna,” Brevet US20 090 309 788 A1, 2009.
- [42] B. Almog, “Compact 3d direction finder,” Brevet EP2 571 100 A2, 2013.
- [43] ELK-7065 3D Compact HF COMINT, <http://www.iai.co.il>.
- [44] L. Lo Monte, B. Elnour, D. Erricolo, et A. Nehorai, “Design and realization of a distributed vector sensor for polarization diversity applications,” in *International Waveform Diversity and Design Conference*, 2007, pp. 358 – 361.
- [45] L. Lo Monte, B. Elnour, et D. Erricolo, “Distributed 6d vector antennas design for direction of arrival applications,” in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA*, 2007, pp. 431 – 434.
- [46] M. J. Slater, C. D. Schmitz, M. D. Anderson, D. L. Jones, et J. T. Bernhard, “Demonstration of an electrically small antenna array for UHF Direction-of-Arrival esitnation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 3, pp. 1371 – 1377, 2013.
- [47] S. Appadwedula et C. M. Keller, “Direction-finding results for a vector sensor antenna on a small UAV,” in *Fourth IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing*, 2006, pp. 74 –78.
- [48] *Cours d’antennes - IENAC deuxième année.*
- [49] A. Rudge, K. Milne, A. Olver, et P. Knight, Eds., *The handbook of antenna design.* Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [50] A. Ghalivafan, J. Attari et F. Hojjat-Kashani, “A new dual-band microstrip antenna with U-shaped slot,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 12, pp. 215–223, 2010.

- [51] Y. Zhuo, L. Yan, X. Zhao, et K. Huang, "A compact dual-band patch antenna for WLAN applications," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 26, pp. 153–160, 2011.
- [52] G. Waghmare, M. Buktare, A. Dakare, et S. Khobragade, "Design of multi-frequency band antenna for automobile application," *International Journal of Research in Engineering & Advanced Technology*, vol. 2, no. 3, 2014.
- [53] H. Choo et H. Ling, "Design of multiband microstrip antennas using a genetic algorithm," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 345–347, 2002.
- [54] L. Griffiths, C. Furse, et Y. Chung, "Broadband and multiband antenna design using the genetic algorithm to create amorphous shapes using ellipses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2776–2782, 2006.
- [55] J. Jayasinghe, J. Anguera, et D. Uduwawala, "A simple design of multiband microstrip patch antennas robust to fabrication tolerances for GSM,UMTS,LTE, and bluetooth applications by using genetic algorithm optimization," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 27, pp. 255–269, 2012.
- [56] C. Lee, V. Nalbandian, et F. Schwing, "Planar dual-band microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 8, pp. 892–894, 1995.
- [57] D. Pozar et S. Duffy, "A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1618–1625, 1997.
- [58] R. Sarkis, C. Craeye, A. Ferréol, et P. Morgand, "Design of triple band antenna array for GSM/DCS/UMTS handset localization," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 3051–3054.
- [59] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, et R. Staraj, "Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 13–15, 2005.
- [60] H. Morgan, "Radio antenna system," US Brevet US2 229 865 A, 1941.
- [61] D. Smith, "The trap-loaded cylindrical antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 1, pp. 20–27, 1975.
- [62] D. Newcomb, "Multi-band vertical antenna," US Brevet US4 222 053 A, 1980.
- [63] D. Reuster et K. Cybert, "A high-efficiency broadband HF wire-antenna system," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 4, pp. 53–69, 2000.
- [64] S. Hebib, H. Aubert, O. Pascal, N. Fonseca, J. Ries, et J. Lopez, "Trap-loaded pyramidal Tri-band antenna for satellite applications," in *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, 2008, pp. 1–4.
- [65] K. Wong et M. Zoltowski, "Diversely polarized root-MUSIC for azimuth-elevation angle-of-arrival estimation," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S*, vol. 2, 1996, pp. 1352–1355 vol.2.

- [66] ———, “Self-initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 8, pp. 1235–1245, 2000.
- [67] S. Miron, N. Le Bihan, et J. Mars, “Quaternion- MUSIC for vector sensor array processing,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, pp. 1218–1229, 2006.
- [68] J. Li et R. Compton, “Angle estimation using a polarization sensitive array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 10, pp. 1539–1543, 1991.
- [69] ———, “Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 9, pp. 1376–1383, 1991.
- [70] ———, “Performance analysis for angle and polarization estimation using ESPRIT,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*, vol. 5, 1992, pp. 417–420 vol.5.
- [71] ———, “Two-dimensional angle and polarization estimation using the ESPRIT algorithm,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 5, pp. 550–555, 1992.
- [72] J. Li, “Direction and polarization estimation using arrays with small loops and short dipoles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 3, pp. 379–387, 1993.
- [73] K. Wong et M. Zoltowski, “High accuracy 2D angle estimation with extended aperture vector sensor arrays,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*, vol. 5, 1996, pp. 2789–2792 vol. 5.
- [74] M. Zoltowski et K. Wong, “ESPRIT-based 2-D direction finding with a sparse uniform array of electromagnetic vector sensors,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, no. 8, pp. 2195–2204, 2000.
- [75] A. Nehorai et E. Paldi, “Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 2, pp. 376–398, 1994.
- [76] A. Chabory, C. Morlaas, et B. Souny, “Efficiency characterization of vector-sensor antennas with distributed elements for 3D direction finding,” in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in wireless Communications*, 2011, pp. 819 – 822.
- [77] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, D. G. Dudley, Ed. Wiley-IEEE Press, 2001.
- [78] J. Hansen, Ed., *Spherical Near-Field Antenna Measurements*. Peter Peregrinus Ltd., 1987.
- [79] K. T. Wong et X. Yuan, ““vector cross-product direction-finding” with an electromagnetic vector-sensor of six orthogonally oriented but spatially noncollocating dipoles/loops,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 1, pp. 160 – 171, 2011.
- [80] S. Miron, N. Le Bihan, et J. Mars, “Vector-sensor MUSIC for polarized seismic sources localization,” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 74–84, 2005.

- [81] C. M. S. See et A. Nehorai, "Source localization with distributed electromagnetic component sensor array processing," in *7th International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, vol. 1, 2003, pp. 177 – 180.
- [82] M. Hurtado et A. Nehorai, "Performance analysis of passive Low-Grazing-Angle source localization using diversely polarized arrays," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, pp. 780–789, 2007.
- [83] P. Stoica et 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.
- [84] ———, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound : further results and comparisons," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, no. 12, pp. 2140–2150, 1990.
- [85] J. Kim, S. Kim, et K. Lee, "Ambiguity analysis method for the calibrated array manifold," *International Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 4, no. 1, 2013.
- [86] K. Wei, Z. Xin, et C. Canfeng, "3-D ambiguity analysis method of arbitrary antenna array for direction finding," in *IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, 2014.
- [87] X. Yuan, K. T. Wong, Z. Xu, et K. Agrawal, "Various compositions to form a triad of collocated dipoles/loops, for direction finding and polarization estimation," *IEEE Sensors Journal*, vol. 12, no. 6, pp. 1763 – 1771, 2012.
- [88] M. Hirari et M. Hayakawa, "DoA estimation using blind separation of sources," in *Proceedings of the IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics*, 1997, pp. 311 – 315.
- [89] H. S. Mir, J. D. Sahr, et C. M. Keller, "Source localization using airborne vector sensors," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP*, vol. 4, 2005, pp. iv/1033 – iv/1036.
- [90] H. S. Mir et J. D. Sahr, "Passive direction finding using airborne vector sensors in the presence of manifold perturbations," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 156 – 164, 2007.
- [91] K. T. Wong et A. K. Y. Lai, "Inexpensive upgrade of base-station dumb antennas by two magnetic loops for "blind" adaptive downlink beamforming," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 189 – 193, 2005.
- [92] C. George, "Double loop antenna," Brevet US3 184 746 A, 1965.
- [93] A. N. Lemma, E. F. Deprettere, et A. J. van der Veen, "Experimental analysis of antenna coupling for high-resolution DoA estimation algorithms," in *2nd IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC*, 1999, pp. 362 – 365.
- [94] W. Guibao, T. Haihong, S. Jia, G. Xiaolu, Z. Cao, et W. Lanmei, "Mutual coupling calibration for electromagnetic vector sensor array," in *10th International Symposium on Antennas, Propagation EM Theory, ISAPE*, 2012, pp. 261–264.

- [95] A. Khallaayoun, R. J. Weber, et Y. Huang, "A blind iterative calibration method for high resolution DoA estimation," in *Military Communications Conference, MILCOM*, 2011, pp. 199 – 204.
- [96] C. M. Tan, S. E. Foo, M. A. Beach, et A. R. Nix, "Ambiguity in MUSIC and ESPRIT for direction of arrival estimation," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 24, pp. 1598 – 1600, 2002.
- [97] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, pp. 1479–1484, 1947.
- [98] W. Lan-Mei, W. Gui-Bao, et Z. Cao, "Mutual coupling calibration for electromagnetic vector sensor," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 52, pp. 347–362., 2013.
- [99] R. Sarkis, F. Mani, et C. Craeye, "Amplitude and phase correction of the radiation pattern in compact planar antenna array for direction finding applications," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008, pp. 1–4.
- [100] D. Niang, "Contribution à l'étude d'antennes discrètes pour porteurs métalliques. application à l'automobile du concept "car-antenna"." Manuscrit de Thèse, Université de Rennes 1, 2010.
- [101] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Manuscrit de Thèse, University of California, 1999.
- [102] C.-M. Tran, H. Hafdallah-Ouslimani, L. Zhou, A. Priou, H. Teillet, J.-Y. Daden, et A. Ourir, "High impedance surfaces based antennas for high data rate communications at 40GHz," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 13, pp. 217 – 229, 2010.
- [103] G. Poilasne, "Antennas on high impedance ground planes : on the importance of the antenna isolation," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 41, pp. 237 – 255, 2003.
- [104] A. Wunsch et S.-P. Hu, "A closed-form expression for the driving-point impedance of the small inverted l antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 236–242, 1996.
- [105] D. Liu et B. Gaucher, "The inverted-F antenna height effects on bandwidth," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2A, 2005, pp. 367–370.
- [106] R. Waterhouse, *Printed Antennas for Wireless Communications*. Wiley, 2007.
- [107] R. Feick, H. Carrasco, M. Olmos, et H. Hristov, "PIFA input bandwidth enhancement by changing feed plate silhouette," *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 921–922, 2004.
- [108] W.-T. Wang, Y. Liu, S.-X. Gong, Y.-J. Zhang, et X. Wang, "Calculation of antenna mode scattering based on method of moments," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 15, p. 117–126, 2010. [Online]. Available : <http://onlinewww.jpier.org/PIERL/pier.php?paper=10051704>
- [109] S. Hu, H. Chen, C. Law, Z. Shen, L. Zhu, W. Zhang, et W. Dou, "Backscattering cross section of ultrawideband antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 70 – 73, 2007.

TITRE : Étude d'une antenne vectorielle UHF multibande appliquée à la goniométrie 3D

RÉSUMÉ : De nos jours, il existe de nombreuses antennes de radiogoniométrie UHF large bande ou multibandes, néanmoins très peu d'entre elles permettent une couverture angulaire 3D. A notre connaissance, la première antenne de radiogoniométrie 3D fut étudiée dans les années 1960, par une équipe de l'université du Michigan. Composée de 17 capteurs positionnés sur une surface hémisphérique, sa taille et son nombre d'éléments en font un dispositif encombrant et complexe à utiliser. De récentes études ont proposé une autre approche basée sur la mesure multicomposante du champ électromagnétique, permettant de réduire la taille des antennes et le nombre d'éléments tout en conservant une couverture angulaire 3D. Cependant, à ce jour, seul des systèmes HF (3MHz-30MHz) ou bande étroite ont été abordés.

Cette thèse porte donc sur l'étude et le développement d'une antenne vectorielle UHF multibande appliquée à la radiogoniométrie 3D pour des ondes transverses magnétiques. Tout d'abord, deux techniques de goniométrie adaptées à cette approche sont confrontées : une nouvelle technique basée sur la décomposition en harmonique sphérique du rayonnement de l'antenne qui permet de recomposer le champ électromagnétique reçu à partir d'échantillons mesurés et un algorithme bien connu, MUSIC. Une méthodologie de conception est proposée, en identifiant les critères physiques des antennes vectorielles qui influent sur leurs performances à savoir la précision d'estimation, la sensibilité, le nombre d'éléments et l'encombrement. Cette méthode est utilisée pour développer et réaliser une première antenne vectorielle monobande. La caractérisation de cette antenne réaliste permet d'écarter la première technique de traitement dont les performances sont trop sensibles aux perturbations de rayonnement. Une antenne vectorielle b bande compacte, d'un rayon de $\lambda/4$ et d'une hauteur de $\lambda/5.5$ à la fréquence la plus basse, composée de seulement six éléments rayonnants couvrant chacun les bandes de fréquences GSM [890MHz-960MHz] et [1710MHz-1880MHz] est ensuite développée en se basant sur cette méthode de conception. Les capteurs électriques et magnétiques constituant l'antenne sont étudiés séparément puis assemblés selon une répartition spatiale planaire pour restreindre l'encombrement. Les structures rayonnantes sont communes pour les deux bandes de fréquences ce qui permet réduire le nombre d'éléments ainsi que les éventuelles perturbations de rayonnement. Après la caractérisation de l'antenne b bande au travers de simulations numériques, un prototype est réalisé et ses performances d'estimation sont mesurées en chambre anéchoïque afin de valider l'approche par simulation. La sensibilité obtenue est de -110dBW.m^{-2} ($85\mu\text{V.m}^{-1}$) pour une précision de 5° RMS. Enfin l'étude est élargie au cas général d'antennes multibandes en illustrant le processus d'extension de la couverture fréquentielle par l'ajout d'une troisième bande, [400MHz-430MHz]. Six nouveaux éléments sont donc développés et intégrés aux capteurs GSM existants afin d'obtenir une antenne tribande d'un rayon de $\lambda/3.2$ et d'une hauteur de $\lambda/12.5$ à 400MHz. Malgré une légère augmentation de l'erreur d'estimation, causée par la présence de ces nouveaux éléments, la caractérisation de cette nouvelle antenne tribande montre de bonnes performances d'estimation avec une sensibilité de -105dBW.m^{-2} ($155\mu\text{V.m}^{-1}$) pour une précision de 5° RMS.

Mot CLÉS : Antenne vectorielle, antenne multibande, radiogoniométrie 3D, diversité de polarisation, diversité spatiale.

TITLE : Study of a multiband UHF vector sensor applied to the 3D direction finding

ABSTRACT : Nowadays, a lot of wideband or multiband direction finding antennas operating in the UHF band exist. Nevertheless, only few of them allow to estimate the direction of arrival in the full 3D space. At the author's knowledge, the first 3D direction finding antenna was studied in the 1960s, at the University of Michigan. Composed of 17 sensors, located on a large hemispherical surface, this antenna is bulky and complex to use. Recently, some studies have proposed another approach based on the multicomponent measurement of the electromagnetic field that allows to decrease the antennas size and the number of radiating elements without reducing the 3D angular coverage. However, only HF (3-30MHz) or narrowband systems have been reported.

The objective of this PhD is to study and to develop an UHF multiband vector sensor applied to the estimation of the direction of arrival of transverse magnetic waves in the full 3D space. Firstly, two signal processing techniques adapted to this approach are compared : a new technique based on the spherical harmonic decomposition of the antenna radiation which allows to recombine the received electromagnetic field from the measured samples and a well-known high resolution algorithm called MUSIC. A design methodology allowing to identify the physical criteria of vector sensors related to the antenna performances such as the estimation accuracy, the sensitivity, the number of elements and the antenna size is proposed. This method is used for developing and designing a first single-band vector sensor. The results obtained from numerical simulations allow to rule out the first signal processing technique which is too sensitive to the radiation perturbations. Then, a compact dual-band vector sensor operating in the GSM frequency band, [890MHz-960MHz] and [1710MHz-1880MHz], is developed by using the same design methodology. The antenna size is $\lambda/4$ in radius and $\lambda/5.5$ in height at the lowest frequency. The electric and magnetic elements which compose the vector sensors are designed separately and then combined according to a planar spatial distribution to retain a compact antenna size. The same radiating structures are used for operating in the two frequency bands in order to reduce the number of elements and the eventual radiation perturbations. After the performances assessment through numerical simulations in each band, a prototype is manufactured and its estimation performances are measured for a validation purpose. The sensitivity is -110dBW.m^{-2} ($85\mu\text{V.m}^{-1}$) for a 5° RMS angular accuracy. Finally, the study is extended to the general case of multiband antennas by adding a third band, [400MHz-430MHz]. New elements are developed and incorporated into the dual-band GSM sensors to obtain a tri-band vector sensor. The size of this new antenna is $\lambda/3.2$ in radius and $\lambda/12.5$ in height at 400MHz. Despite a slight increase of the angular errors in the estimation of the direction of arrival caused by the presence of the new antenna elements, the characterization of the tri-band sensor performances by simulation show a good accuracy with a sensitivity valued at -105dBW.m^{-2} ($155\mu\text{V.m}^{-1}$) for a 5° RMS angular accuracy.

KEY WORDS : Vector sensor, multiband antenna, 3D direction finding, polarization diversity, spatial diversity.