

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science - Technologie - Santé

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire XLIM Départements OSA et C²S² UMR CNRS 6172

Année 2008

Thèse N° 41-2008

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique »

Spécialité : « Télécommunications »

Présenté et soutenue par :

Anthony BELLION

Le 9 Octobre 2008

***ETUDE DE NOUVEAUX CONCEPTS DE SYSTEMES
ANTENNAIRES DE RADIOGONIOMETRIE EN
POLARISATION « H » ET « V » DANS LES BANDES
« VHF » ET « UHF »***

Thèse dirigée par Madame Anne Julien-Vergonjanne et Monsieur Thierry Monédière

JURY :

Président :

M. Jean-Pierre CANCES : Professeur à l'Université de Limoges, Laboratoire XLIM C²S²

Rapporteurs :

M. Yvon ERHEL : Professeur à l'Université de Rennes1, CREC Saint-Cyr

M. Robert STARAJ : Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis

Examineurs :

M. Cyrille LE MEINS : Ingénieur Spécialiste antennes du domaine EWR, THALES Communications

M. Thierry MONEDIERE : Professeur à l'Université de Limoges, Laboratoire XLIM OSA

Mme Anne JULIEN-VERGONJANNE : Professeur à l'Université de Limoges, Laboratoire XLIM C²S²

Invités :

M. Thierry GUIGNARD : Responsable du Département De Produit (DDP) du domaine EWR, THALES Communications

M. David PASQUEREAU : Responsable Technique Contrôle Du Spectre (CDS) du domaine EWR, THALES Communications

A mes parents et mon frère.

A Céline.

A ma famille et mes amis.

REMERCIEMENTS

Ce mémoire de thèse est le résultat d'un travail effectué pendant 3 années dans le laboratoire LBR du service SBE du département DDP du domaine EWR de THALES Communications Cholet. Je tiens donc à remercier respectivement Monsieur Laurent LE FRANCOIS, Monsieur Emmanuel MARTIN, Monsieur Thierry GUIGNARD et Monsieur Philippe GUILLAUME de m'avoir accueilli dans leurs équipes, pour me permettre de mener à bien cette thèse.

Je souhaite également exprimer ma reconnaissance à mes directeurs de thèse, Madame Anne JULIEN-VERGONJANNE, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour la confiance qu'ils m'ont accordée durant ces 3 années de recherche ainsi que pour l'aide qu'ils m'ont apportée dans la réalisation de ces travaux.

Mes plus sincères remerciements s'adresse également à mon co-directeur de thèse au sein de THALES Communications Cholet, Monsieur Cyrille LE MEINS, Ingénieur spécialiste antennes du domaine EWR. Ses compétences, sa disponibilité et sa gentillesse, entre autres, m'ont permis d'effectuer ces travaux de thèse dans un contexte très agréable.

Je remercie également très sincèrement Monsieur Jean Pierre CANCES, Professeur à l'Université de Limoges, Laboratoire XLIM C²S², pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail en acceptant de le juger et de présider le jury. Je remercie aussi Monsieur Yvon ERHEL, Professeur à l'Université de Rennes 1, CREC Saint Cyr et Monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis, d'avoir accepté le rôle de rapporteurs. L'intérêt qu'ils ont manifesté pour mes travaux a permis d'apporter un regard extérieur critique et intéressant sur le sujet.

Je remercie également Mademoiselle Stéphanie LIEBUS et Monsieur Eric ARNAUD, respectivement ingénieur R&D à A-NOVO Brive et ingénieur d'étude CNRS, pour les mesures d'antennes.

Je tiens aussi à vivement remercier nos secrétaires Nadine AYMARD, Patricia LEROY, Marie Claude LEROUGE et Marie Clause FREULON pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse.

Un grand merci également à tous mes collègues de THALES Communications Colombes, en particulier Monsieur Pascal CHEVALIER, Madame Anne FERREOL, Monsieur Arnaud LECCA et Monsieur Jean Christophe MESNAGE pour leur aide sur ce travail de thèse.

Pour finir, un énorme remerciement à tous mes collègues et amis de THALES Communications Cholet, pour leurs conseils, leur sympathie, leur convivialité et leurs contributions à ce travail. Je remercie en particulier Gregory DUPIN, Sébastien LESTIEUX, Alain REMIGEREAU, Jean-Pierre FRICONNEAU, Claude BARTHELEMY, Romain ANGIBERD, Julien LANDREAU, Blandine PITON, Bénédicte AGENEAU, Loïc FUCHE, Cyrille LE MEINS, Soizic DENIAUD, David PASQUEREAU, Benoît GALLAIS, Charles Henri GUINEHUT et Jean-Louis RAIMBAULT. L'ambiance parmi ces personnes a toujours été géniale, et cette relation qui dépasse le cadre du travail m'a apporté énormément. Encore merci car je garderai de vous un souvenir impérissable.

Pour finir, je tiens à remercier ma famille et Céline en particulier, pour leur soutien permanent, et leurs encouragements.

« La connaissance s'acquiert par l'expérience, tout le reste n'est que de l'information »

Albert Einstein

SOMMAIRE

TABLE DES FIGURES.....	13
INTRODUCTION GENERALE.....	17

CHAPITRE 1

PRESENTATION DE L'ETUDE

I. Contexte de l'étude	27
I.1. La Radiogoniométrie	27
I.2. Caractéristiques principales des radiogoniomètres.....	31
I.3 Principes de radiogoniométrie	34
I.3.1 Radiogoniométrie d'amplitude [2]	34
I.3.2 Radiogoniométrie Watson-Watt (Adcock) [2]	37
I.3.3 Radiogoniomètre par interférométrie [2].....	39
I.3.4 Radiogoniométrie par Corrélation Vectorielle [2].....	41
I.3.4.1 Radiogoniométrie Haute Résolution (HR) [3].....	42
I.4 Radiogoniométrie multi polarisation	44
I.5 Les antennes de radiogoniométrie	45
I.5.1 Gain et hauteur efficace	46
I.5.2 Polarisation principale et polarisation croisée	48
I.6 Etat de l'art des systèmes de radiogoniométrie	51
II. Motivations et contributions du travail de thèse.....	54
II.1 Motivations.....	54
II.2 Contributions du travail de thèse.....	55
II.2.1 Cahier des charges.....	55
II.2.2 Démarche de l'étude.....	57

CHAPITRE 2

PERFORMANCES DE L'ESTIMATION DES ANGLES D'ARRIVEE

I. Introduction	63
II. Définition et calcul de la Borne de Cramer-Rao.....	64
III. BCR de systèmes de radiogoniométrie complexes.....	67
III.1 Calcul du Steering Vector par simulation Electromagnétique.....	67
III.2 Application au réseau circulaire uniforme	69
IV. Performances en fonction du type d'antennes	71
IV.1 Réseaux sans mât	72

IV.2 Réseau avec mât.....	74
V. Performances en fonction du nombre d'antennes	78
VI. BCR de réseaux d'antennes à diversité de polarisation	81
VI.1 BCR d'un réseau multi polarisations	81
VI.2 Performances d'un réseau à diversité de polarisation.....	84
VI.2.1 Polarisation verticale.....	85
VI.2.2 Polarisation horizontale	86
VI.2.3 Polarisation oblique droite	87
VII. Conclusion	89

CHAPITRE 3

ETUDE DES SYSTEMES ANTENNAIRES

I. Introduction	95
II. Les antennes utilisables radiogoniométrie.....	96
III. Performances des aériens	99
III.1 Les antennes boucles et trèfles.....	99
III.1.1 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz.....	100
III.1.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz.....	105
III.2 Les antennes spirales sinueuses	108
III.2.1 Description	108
III.2.2 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz.....	109
III.3 Les antennes cardioïdes	115
III.3.1 Description	115
III.3.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz.....	117
IV. Association en réseau	122
IV.1 Calcul de la sensibilité	123
IV.2 Réseau omnidirectionnel.....	125
IV.3 Réseau directif	128
V. Conclusion.....	133

CHAPITRE 4

ETUDE DES PERFORMANCES SUR PORTEUR

I. Introduction	139
II. Systèmes antennaires sur vehicule	141
II.1 Systèmes sur le toit.....	143
II.2 Systèmes antennaires surélevés du toit du véhicule.....	147

II.3 Etalonnage sans véhicule.....	151
II.3.1 Performances quel que soit l'angle d'arrivée.....	151
II.3.2 Pourcentage du nombre d'azimuts valides.....	157
III. Conclusion.....	161
CONCLUSION GENERALE.....	163
BIBLIOGRAPHIE.....	169
ANNEXE 1.....	175
ANNEXE 2.....	179
ANNEXE 3.....	191
ANNEXE 4.....	197
ANNEXE 5.....	203
ANNEXE 6.....	209
ANNEXE 7.....	219
ANNEXE 8.....	225
GLOSSAIRE.....	231
PUBLICATIONS DE L'AUTEUR.....	235

TABLE DES FIGURES

Figure 1 : Architecture fonctionnelle d'un radiogoniomètre	28
Figure 2 : Bandes de fréquences des principaux types d'émissions radio.....	29
Figure 3 : Différentes configurations de radiogoniomètre 2 et 5 voies séquentielles.....	30
Figure 4 : Principe de calcul de la sensibilité.....	32
Figure 5 : Radiogoniométrie à cadre : détermination d'un minimum par rotation.....	35
Figure 6 : Radiogoniométrie d'amplitude à cardioïde tournante	35
Figure 7 : Radiogoniométrie d'amplitude à formation de faisceaux	36
Figure 8 : Radiogoniomètre d'amplitude de type Adcock à 4 éléments.....	37
Figure 9 : Radiogoniomètre d'amplitude de type Adcock à 8 éléments.....	38
Figure 10 : Principe de mesure en interférométrie.....	39
Figure 11 : Exemple de pseudo spectre d'interférométrie d'un réseau annulaire à 5 éléments.....	41
Figure 12 : Comparaison des techniques de goniométrie dans le cas multi polarisation.....	45
Figure 13 : Relation entre le champ au niveau de l'antenne et la hauteur effective.....	47
Figure 14 : Polarisation d'une antenne	48
Figure 15 : Etat de l'art des systèmes de radiogoniométrie compacts et tactiques.....	52
Figure 16 : Systèmes de radiogoniométrie multi polarisations.....	53
Figure 17 : Facteur de bruit ramené au niveau de l'antenne	56
Figure 18 : Formules théoriques de la BCR de différents types de réseaux.....	65
Figure 19 : Exemple de réseau d'antennes omnidirectionnelles excitées par des sources ponctuelles en champ lointain espacées de 1°	68
Figure 20 : Comparaison des 3 configurations de calcul	69
Figure 21 : Comparaison des BCR théoriques, simulées et mesurées d'un réseau circulaire uniforme.	69
Figure 22 : Réseau de dipôles omnidirectionnels et de dipôles avec plan réflecteur sans mat.....	71
Figure 23 : BCR en fonction du type de réseau d'antennes.....	72
Figure 24 : Susceptibilité en fonction du type de réseau d'antennes.....	73
Figure 25 : RSB min pour 2° RMS en fonction du type de réseau d'antennes	73
Figure 26 : Réseau de dipôles omnidirectionnels et de dipôles avec réflecteur avec mât	74
Figure 27 : Comparaison de la BCR en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat.....	75
Figure 28 : Comparaison de la susceptibilité en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat.....	76
Figure 29 : Comparaison du RSB min pour 2 d'erreur RMS en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat.....	76
Figure 30 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes	78
Figure 31 : Comparaison de la susceptibilité en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes	79
Figure 32 : Comparaison du RSB min pour 2° d'erreur RMS en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes.....	80
Figure 33 : Réseau d'antennes directives et omnidirectionnelles à diversité de polarisation.....	84
Figure 34 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation verticale.....	85
Figure 35 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation horizontale.....	86
Figure 36 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation oblique droite	87

Figure 37 : Synthèse des types d'antennes les plus utilisés en radiogoniométrie	97
Figure 38 : Exemple d'antenne boucle et trèfle en bande HF	99
Figure 39 : Exemple d'une antenne trèfle imprimée à quatre brins	100
Figure 40 : Mode d'excitation des antennes boucles et trèfles	100
Figure 41 : Evolution des performances des antennes boucles et trèfles en fonction des dimensions	101
Figure 42 : Tableau résumant l'étude paramétrique de l'annexe	102
Figure 43 : Boucle simulée sous FEKO et boucle réalisée	102
Figure 44 : Orientation des plans en azimut et en site	103
Figure 45 : Diagrammes de Rayonnement mesurés et simulés en azimut et site pour les boucles de diamètre 50mm	103
Figure 46 : Hauteur efficace moyennée sur 360° de l'antenne boucle simulée et mesurée	104
Figure 47 : Boucle 30MHz – 500MHz simulée sous FEKO et boucle réalisée.....	105
Figure 48 : Système d'adaptation de la boucle active	105
Figure 49 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne boucle de 120mm en polarisation horizontale.....	106
Figure 50 : Hauteur efficace de l'antenne boucle 30MHz – 500MHz simulée et mesurée.....	106
Figure 51 : Géométrie d'une spirale sinueuse conique.....	108
Figure 52 : Géométrie d'une spirale sinueuse double polarisation	109
Figure 53 : Spirale simulée et réalisée	110
Figure 54 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D en polarisation verticale	111
Figure 55 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D en polarisation horizontale.....	111
Figure 56 : Diagramme de rayonnement en azimut et site et polarisation verticale de la spirale sinueuse.....	112
Figure 57 : Diagramme de rayonnement en azimut et site et polarisation horizontale de la spirale sinueuse.....	113
Figure 58 : Hauteur efficace mesurée et simulée de la spirale sinueuse.....	114
Figure 59 : Réseau de deux dipôles omnidirectionnels séparés d'une distance « d ».....	115
Figure 60 : Diagramme de rayonnement d'un couple de dipôle en fonction du déphasage.....	116
Figure 61 : Réseau de deux dipôles identiques	116
Figure 62 : Comparaison de l'impédance d'antenne en fonction de type de brins	118
Figure 63 : Montage de l'antenne cardioïde.....	118
Figure 64 : Antenne cardioïde simulée et réalisée	119
Figure 65 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne cardioïde en polarisation verticale.....	120
Figure 66 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne cardioïde en polarisation horizontale.....	120
Figure 67 : Hauteur efficace mesurée et simulée de l'antenne cardioïde	121
Figure 68 : Principe de la corrélation vectorielle à diversité de polarisation.....	122
Figure 69 : Méthode de calcul de la hauteur efficace moyennée sur un réseau de capteurs.....	123
Figure 70 : Réseau omnidirectionnel simulé et réalisé	125
Figure 71 : Comparaison pour le système omnidirectionnel du RSB minimal pour 2° d'erreur RMS en fonction de la polarisation	126
Figure 72 : Sensibilité calculée à partir de simulations pour le système omnidirectionnel	127
Figure 73 : Sensibilité calculée à partir de mesures pour le système omnidirectionnel	127
Figure 74 : Réseau directif simulé et réalisé	129
Figure 75 : Installation du réseau d'antennes directives sur la base de Coulommiers	129
Figure 76 : Comparaison pour le système directif du RSB minimal pour 2° d'erreur RMS en fonction de la polarisation.....	130

Figure 77 : Sensibilité calculée à partir de simulations pour le système directif.....	131
Figure 78 : Sensibilité calculée à partir de mesures pour le système directif.....	131
Figure 79 : Exemple d'intégration de l'antenne ANT184.....	139
Figure 80 : Description du porteur.....	141
Figure 81 : Positionnement des systèmes de radiogoniométrie sur véhicule.....	142
Figure 82 : Nombre d'inconnues en fonction du type de simulation.....	142
Figure 83 : RSB minimal sur véhicule pour une hauteur de 100mm.....	143
Figure 84 : Comparaison de la polarisation croisée dans le cas du réseau omnidirectionnel, avec et sans véhicule.....	144
Figure 85 : Comparaison de la polarisation croisée dans le cas du réseau directif, avec et sans véhicule.....	145
Figure 86 : Configuration des systèmes antennaires décalés du toit du véhicule.....	147
Figure 87 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation verticale pour le système omnidirectionnel.....	147
Figure 88 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation verticale pour le système directif.....	148
Figure 89 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation horizontale pour le système omnidirectionnel.....	149
Figure 90 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation horizontale pour le système directif.....	149
Figure 91 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation verticale.....	151
Figure 92 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation verticale.....	152
Figure 93 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation horizontale.....	153
Figure 94 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation horizontale.....	153
Figure 95 : Evolution des niveaux de polarisation en fonction de la hauteur au porteur.....	155
Figure 96 : Illustration des zones de dégradation dues au porteur.....	156
Figure 97 : Détails des zones angulaires perturbant les performances de radiogoniométrie.....	156
Figure 98 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation verticale.....	157
Figure 99 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation verticale.....	158
Figure 100 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation horizontale.....	159
Figure 101 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation horizontale.....	159
Figure 102 : Dimension globale de l'ANT184.....	177
Figure 103 : Exemple d'installation d'ANT184.....	178
Figure 104 : Base de mesure d'XLIM.....	181
Figure 105 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion.....	182
Figure 106 : Principe de mesure de l'antenne en rayonnement.....	183
Figure 107 : Les différentes régions champ proche et champ lointain.....	184
Figure 108 : Description de la base SATIMO SG24.....	184
Figure 109 : Schéma de fonctionnement de la base SG24.....	185
Figure 110 : Base de Begrolles.....	186
Figure 111 : Pylône d'émission.....	187

Figure 112 : Mat de réception de la base de Coulommiers.....	188
Figure 113 : Système d'émission de la base de Coulommiers	189
Figure 114 : Exemple d'un réseau linéaire non équidistant à 4 éléments	199
Figure 115 : Exemple de réseau circulaire uniforme à 5 éléments	201
Figure 116 : Les applications de FEKO.....	206
Figure 117 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 5cm.....	211
Figure 118 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 6cm.....	211
Figure 119 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 7cm.....	212
Figure 120 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 8cm.....	212
Figure 121 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 9cm.....	213
Figure 122 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 10cm.....	213
Figure 123 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 11cm.....	214
Figure 124 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 12cm.....	214
Figure 125 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 5cm.....	215
Figure 126 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 6cm.....	215
Figure 127 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 7cm.....	216
Figure 128 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 8cm.....	216
Figure 129 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 9cm.....	217
Figure 130 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 10cm.....	217
Figure 131 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 11cm.....	218
Figure 132 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 12cm.....	218
Figure 133 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale	221
Figure 134 : Diagrammes de rayonnement en polarisation verticale.....	222
Figure 135 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale	223

INTRODUCTION GENERALE

Depuis le début du XX^{ième} siècle et la création du premier radiogoniomètre d'aide à la navigation, les systèmes de radiogoniométrie n'ont cessé de se perfectionner. Profitant des avancées technologiques réalisées dans les domaines de l'électronique, des récepteurs radio, des antennes et du traitement d'antennes, industriels et universitaires ont su miniaturiser et optimiser les radiogoniomètres tout en offrant toujours plus de fonctionnalités.

Fondamentalement, la goniométrie a pour objet d'estimer les angles d'arrivées des ondes électromagnétiques polarisées incidentes sur un réseau de capteurs, par différentes méthodes et dans plusieurs domaines (optique, liaison radio, etc.). Lorsqu'elle est appliquée au domaine des ondes hertziennes, on utilise le terme de radiogoniométrie.

Celle-ci a deux applications principales :

- En navigation, la radiogoniométrie d'un émetteur fixe et connu (un radiophare ou une radiobalise) permet de déterminer un lieu ou une position pour le récepteur en relevant au moins deux émetteurs. Le « homing » est un cas particulier d'une implantation sur porteur (véhicule ou humain) où la radiogoniométrie permet à un mobile terrestre de se diriger vers l'émetteur cible.
- En interception, la radiogoniométrie permet de localiser un émetteur inconnu (radar, radio, etc....) soit en employant plusieurs récepteurs en des positions différentes, soit par calcul en fonction de la cinématique propre du récepteur.

Dans d'autres situations, la radiogoniométrie n'est pas utilisée comme mesure finale mais comme une mesure intermédiaire intervenant dans un processus. C'est en particulier le cas pour :

- La détection d'alerte : pour des applications militaires et en particulier navales où le système est couplé à un intercepteur.
- Le brouillage : pour des applications militaires où le radiogoniomètre sert essentiellement à réaliser une opération de tri des cibles devant être brouillées.
- La réception multi sources : où la radiogoniométrie intervient comme donnée permettant de séparer des signaux présents dans la même bande d'écoute.

Historiquement les radiogoniomètres ont été beaucoup utilisés comme équipements d'aide à la navigation, tant pour les avions que pour les navires, ainsi que comme moyens de renseignements électroniques, particulièrement durant les deux guerres mondiales. De nos jours, ils sont principalement utilisés par :

- Les forces armées, dans le but, de prévenir de la présence d'un émetteur radio ennemi (alerte), ou de localiser les émetteurs adverses afin d'obtenir des renseignements sur les forces en présence.
- Les agences gouvernementales de contrôle du spectre qui ont la charge de :
 - La surveillance du spectre et des licences accordées
 - Vérifier l'occupation du spectre
 - Détecter et éliminer les causes d'interférence
- Les équipes scientifiques participant à l'étude de la vie sauvage.
- Certains radioamateurs dans le cadre de compétitions sportives.

Depuis 1980, Thomson CSF puis après THALES, développe des radiogoniomètres dont les caractéristiques et performances répondent aux exigences de ses clients. Parmi les caractéristiques de ces radiogoniomètres, on note la possibilité de réaliser avec des systèmes compacts, des mesures de radiogoniométrie sur des signaux à polarisation linéaire verticale sur la totalité des bandes VHF et UHF (30MHz – 3000MHz) avec un même système. La polarisation des signaux émis sur ce spectre de fréquence est majoritairement linéaire verticale, ce qui explique le choix technologique d'utiliser des antennes plus sensibles à cette polarisation. En revanche, cela rend très difficile voire impossible la radiogoniométrie sur des signaux en polarisation horizontale avec ces antennes.

Cependant, depuis quelques années, il existe une demande, notamment à l'exportation, pour réaliser des mesures de radiogoniométrie sur des signaux à polarisation linéaire horizontale, voire circulaire ou elliptique.

En effet, d'une part la polarisation des systèmes d'émission et de communications peut varier d'un pays à un autre entraînant une limitation de fonctionnement du radiogoniomètre, et d'autre part, connaissant ce « point faible » des radiogoniomètres, il est aisé de pouvoir émettre ou communiquer en polarisation horizontale sur certaines fréquences réservées sans pouvoir être facilement détectable et localisable.

Il existe donc un besoin et un enjeu dans le domaine de la radiogoniométrie multi polarisations.

Le travail présenté dans ce document, mené au sein du Laboratoire Brouillage Réception (L.B.R) du département Electronic Warfare & Radio surveillance (E.W.R) de THALES Communications Cholet, dans le cadre d'une Convention Industrielle de Formation par la Recherche (C.I.F.R.E) entre THALES et XLIM, a donc pour objectif d'étudier et de réaliser de nouveaux concepts de systèmes antennaires à **faible encombrement**, permettant de mesurer des signaux de polarisations diverses pour des applications de radiogoniométrie dans les bandes V/UHF.

Ce mémoire compte quatre chapitres :

Une présentation générale de l'étude est réalisée au chapitre 1. Elle détaille le principe, les architectures, les différents composants et les problématiques d'un radiogoniomètre. Une attention particulière est portée à la définition de grandeurs importantes telles que la hauteur efficace des antennes, la précision de goniométrie, la sensibilité du radiogoniomètre ainsi que sur les traitements de goniométrie associés au réseau antennaire. Un état de l'art des systèmes de goniométrie ainsi que les objectifs détaillés et un cahier des charges terminent ce chapitre.

Le deuxième chapitre s'attache à estimer les performances limites en termes de précision de différents types de réseaux de capteurs. Pour cela, nous utilisons la borne de Cramer-Rao des directions d'arrivée de signaux sur un réseau de capteurs en distinguant les cas théoriques (réseaux de capteurs dans le vide), des configurations plus réalistes et complexes (réseaux de capteurs soumis à de fortes perturbations et couplages dus à la structure porteuse). Cette étude nous permet de justifier le choix de l'architecture générale du système antennaire et des éléments rayonnants. Pour cela, nous estimons le gain en précision qu'il est possible d'atteindre en fonction du type de capteur ainsi que l'apport de capteurs multi polarisations sur la précision de goniométrie.

L'étude précise des systèmes de goniométrie multi polarisations est faite au chapitre III. Pour chaque élément rayonnant étudié et retenu, nous donnons les performances radioélectriques (hauteur efficace, ROS, diagrammes de rayonnement) simulées et mesurées dans un contexte d'utilisation favorable, c'est à dire, sans porteur.

Ensuite, les éléments rayonnant donnant les meilleures performances sont associés en réseaux pour estimer les valeurs caractéristiques des performances de goniométrie : précision et sensibilité. Ces valeurs simulées sont comparées aux valeurs mesurées.

Le quatrième chapitre concerne l'association des réseaux d'antennes de goniométrie multi polarisations avec un porteur (véhicule) pour estimer les performances en conditions d'utilisation réelle. Ce chapitre abordera notamment l'importance de la maîtrise des diagrammes de rayonnement des antennes et l'intérêt de la simulation électromagnétique dans le processus de d'étalonnage du système antenne.

L'ensemble des principes qui font l'originalité de ce travail et les résultats expérimentaux obtenus sont rappelés dans la conclusion finale et quelques axes de recherche et d'optimisation sont proposés pour l'avenir.

CHAPITRE 1
PRESENTATION DE L'ETUDE

SOMMAIRE DU CHAPITRE 1

I. Contexte de l'étude	27
I.1. La Radiogoniométrie	27
I.2. Caractéristiques principales des radiogoniomètres.....	31
I.3 Principes de radiogoniométrie	34
I.3.1 Radiogoniométrie d'amplitude [2]	34
I.3.2 Radiogoniométrie Watson-Watt (Adcock) [2]	37
I.3.3 Radiogoniomètre par interférométrie [2].....	39
I.3.4 Radiogoniométrie par Corrélacion Vectorielle [2].....	41
I.3.4.1 Radiogoniométrie Haute Résolution (HR) [3].....	42
I.4 Radiogoniométrie multi polarisation	44
I.5 Les antennes de radiogoniométrie	45
I.5.1 Gain et hauteur efficace	46
I.5.2 Polarisation principale et polarisation croisée	48
I.6 Etat de l'art des systèmes de radiogoniométrie	51
II. Motivations et contributions du travail de thèse.....	54
II.1 Motivations.....	54
II.2 Contributions du travail de thèse.....	55
II.2.1 Cahier des charges.....	55
II.2.2 Démarche de l'étude.....	57

I. CONTEXTE DE L'ETUDE

L'objectif de ce premier chapitre est d'exposer les principes généraux de la radiogoniométrie. A partir de la description d'un radiogoniomètre, nous allons détailler les différents éléments importants qui le composent (capteurs, algorithme de goniométrie). Ensuite, nous définirons les caractéristiques principales d'un radiogoniomètre permettant d'estimer ses performances. Enfin, ce chapitre se terminera par un état de l'art des systèmes de radiogoniométrie fonctionnant en polarisation H et/ou V et donnera le cahier des charges de cette étude.

I.1. La Radiogoniométrie

Un radiogoniomètre est un système capable de mesurer la direction d'arrivée d'une onde électromagnétique par rapport à une direction d'arrivée de référence qui est en général le Nord magnétique ou le Nord géographique. Contrairement au radar, la radiogoniométrie est un processus passif que l'émetteur de radiocommunications faisant l'objet de la mesure ne peut pas déceler. C'est une interprétation du front d'onde de l'onde électromagnétique que le radiogoniomètre va échantillonner sur un réseau de plusieurs capteurs pour déterminer la direction d'arrivée. Généralement ce système est composé de plusieurs éléments (figure 1) :

- Un réseau de N_1 capteurs avec ou sans processus de mise en forme des signaux d'antennes
- Un commutateur d'antenne
- Un récepteur N_2 voies
- Une unité de traitement du signal



Figure 1 : Architecture fonctionnelle d'un radiogoniomètre

Le réseau d'aériens peut correspondre à une association de plusieurs réseaux d'antennes qui découpent la bande de fonctionnement du radiogoniomètre en différentes sous gammes. Chaque réseau d'antennes est constitué de N_1 antennes élémentaires dont les dimensions et l'espacement varient en fonction de la sous gamme considérée. La forme du réseau d'antennes dépend de la diversité (d'espace, d'antenne etc....) et des traitements de goniométrie utilisés. La composition du système d'acquisition et les techniques de traitement de signal mis en œuvre dans un radiogoniomètre dépendent :

- Des caractéristiques de l'onde électromagnétique que le principe utilise pour extraire l'information d'azimut
- De l'acquisition de l'information : parallèle ou séquentielle

Les opérations de radiogoniométrie concernent tout le spectre électromagnétique utilisé pour les radiocommunications, de la VLF, à partir de 10kHz, à l'EHF, jusqu'à 40GHz. Néanmoins, les principales applications concernent les gammes HF (1MHz à 30MHz) et VUHF (30MHz à 3GHz), dans les domaines aussi bien militaires que civils. La congestion spectrale des gammes basses et la création de nouveaux services de communications (réseaux mobiles GSM, WI-FI et Wi-Max etc...) poussent les radiocommunications vers les fréquences plus hautes comme on peut le voir sur le tableau de la figure 2.

Suivant la gamme de fréquences et les contextes d'application, la radiogoniométrie s'effectue à partir d'une propagation en onde de sol, par onde d'espace ou par onde ionosphérique. Dans les gammes VHF et UHF, les deux principaux modes de propagation sont la propagation par onde de sol et celle par onde d'espace. Les situations de multi trajets sont, dans ces gammes, le fait

d'obstacles situés sur le chemin de propagation. C'est en particulier le cas en zone urbaine où les obstacles peuvent entraîner des multi trajets dont les retards différentiels de propagation peuvent être de plusieurs microsecondes. [1]

Bande de fréquences	Principaux types d'émission
10 kHz – 10 MHz	Agrégation de plusieurs bandes de fréquences spécifiques comme la radiodiffusion "Grandes Ondes", "Petites Ondes", et autres
10 MHz – 30 MHz	Agrégation de plusieurs bandes de fréquences (recherches de personnes, CB, radiodiffusion)
30 MHz – 87,5 MHz	PMR (réseaux radioélectriques privés), TV en bande I (47-68 MHz), Radioamateurs, ...
87,5 MHz – 108 MHz	Radios en bande FM
108 MHz – 136 MHz	Aviation Civile
136 MHz - 400 MHz	PMR, ERMES, TV Bande III (174-223 MHz)
400 MHz - 470 MHz	Réseaux radioélectriques privés (PMR FM, TETRA, TETRAPOL, alphapage)
470 MHz - 862 MHz	TV bandes IV et V
890MHz - 915MHz	GSM 900
960 MHz - 1375 MHz	Radars, ...
1375 MHz - 1710 MHz	T-DAB (1452-1492 MHz), faisceaux hertziens, radio sondes et stations météo
1710 MHz - 1900 MHz	DECT : 1880-1900 MHz, ... GSM 1800
1900 MHz - 2700 MHz	Bluetooth (2400-2483,5 MHz), cameras de reportage, Wifi
2700 MHz - 3400 MHz	Radars
3400 MHz - 3600 MHz	Boucle Locale Radio, Wi-Max
>3600 MHz	Stations terriennes, radars, FH, BLR (24,5-26,5 GHz)

Figure 2 : Bandes de fréquences des principaux types d'émissions radio

Parmi les radiogoniomètres conçus par la société THALES, on note principalement la présence de goniomètres 2 voies et 5 voies fonctionnant sur des réseaux d'aériens composés de 5 éléments avec des commutateurs d'antennes adaptés. La figure 3 montre plusieurs exemples de configuration de radiogoniomètre en fonction du nombre de voies et du commutateur d'antenne. En fonction du type de goniomètre utilisé, un système de tarage en amplitude et phase des voies de réception peut être nécessaire.

Le système de tarage est réalisé en injectant sur chacune des voies de réception, via le commutateur d'antennes, un peigne de raie fréquentiel issu d'un générateur présent dans le châssis du récepteur. Ensuite, les écarts de phase et/ou d'amplitude sont mesurés entre chaque voie. Les systèmes de tarage sont principalement utilisés dans le cas de goniomètre ayant un nombre de voies supérieures ou égales à 2.

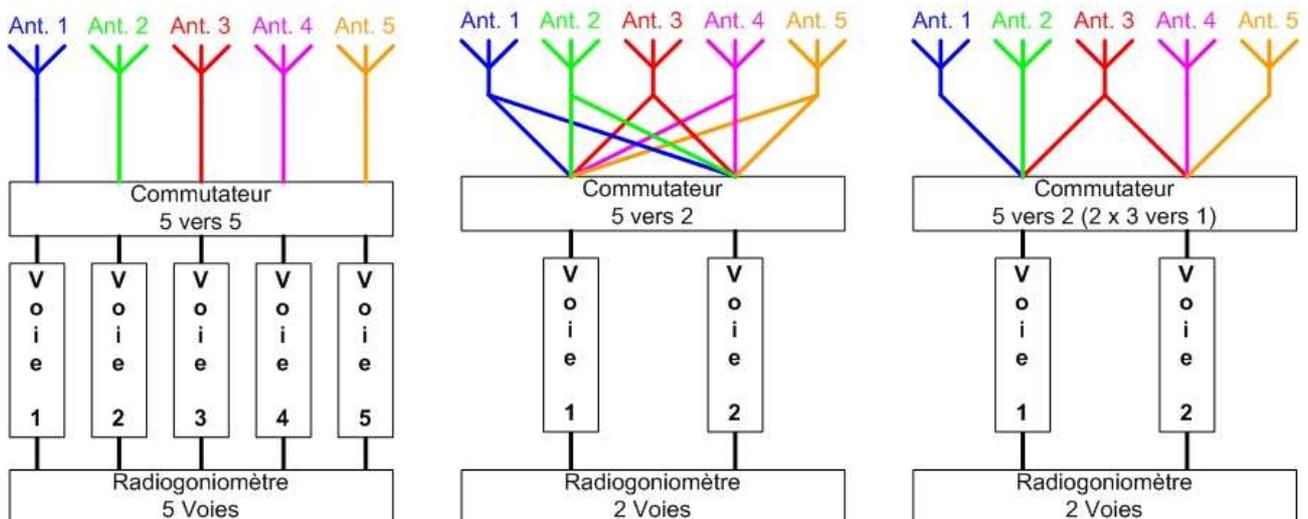


Figure 3 : Différentes configurations de radiogoniomètre 2 et 5 voies séquentielles

Certains goniomètres utilisent la technique de « double pesée » qui ne nécessite pas de tarage. En effet, cette technique permet de compenser les erreurs de phase des voies de réception par un système de double mesure.

Après avoir exposé le principe général d'un radiogoniomètre, nous allons maintenant détailler les paramètres importants caractérisant les performances.

I.2. Caractéristiques principales des radiogoniomètres

Le choix d'une technique de radiogoniométrie est toujours délicat et traduit un compromis de performances face à une situation opérationnelle donnée. Des caractéristiques comme le type de visualisation, l'automatisme, la taille de l'aérien, la durée d'installation, le poids, la consommation, la gamme climatique, la discrétion, la tactivité, etc... sont à prendre en compte pour chaque application.

Cependant, les caractéristiques principales qui interviennent de manière prépondérante dans le choix d'un radiogoniomètre sont :

- La précision de mesure angulaire

Elle concerne la précision instrumentale sur les mesures angulaires. Elle est mesurée à fort Rapport Signal sur Bruit (RSB) et donnée sous la forme d'une valeur quadratique moyenne σ calculée à azimut et fréquence variables selon la formule (1) :

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (e_i - e_A)^2}{n}} \quad \text{avec} \quad e_A = \frac{\sum_{i=1}^n e_i}{n} \quad (1)$$

Où n désigne le nombre d'angles et « e_i » l'erreur élémentaire pour le $i^{\text{ème}}$ angle.

L'ensemble des composantes du radiogoniomètre doit être inclus dans la mesure, y compris l'antenne. Ce type de mesure nécessite une infrastructure équipée d'un système de positionnement (mât ou plateau tournant) et dépourvue d'obstacles proches afin d'éviter les phénomènes de trajets multiples.

- La sensibilité

La sensibilité d'un radiogoniomètre est une caractéristique importante qui va permettre d'évaluer la portée du système, en particulier pour des applications militaires où des mesures sur des signaux à faible RSB sont nécessaires. Elle correspond à la valeur du champ électrique nécessaire sur l'antenne de radiogoniométrie pour obtenir l'angle d'arrivée d'un signal avec une précision donnée. En faisant abstraction de la durée d'intégration, cela se traduit par :

$$Ps(dBm) \geq Pb(dBm) + RSB(dB) \quad (2)$$

Avec :

- P_s : la puissance de signal reçu
- P_b : la puissance du bruit au niveau de la chaîne de réception ou plancher de bruit
- RSB : le rapport signal sur bruit minimal pour obtenir une précision donnée.

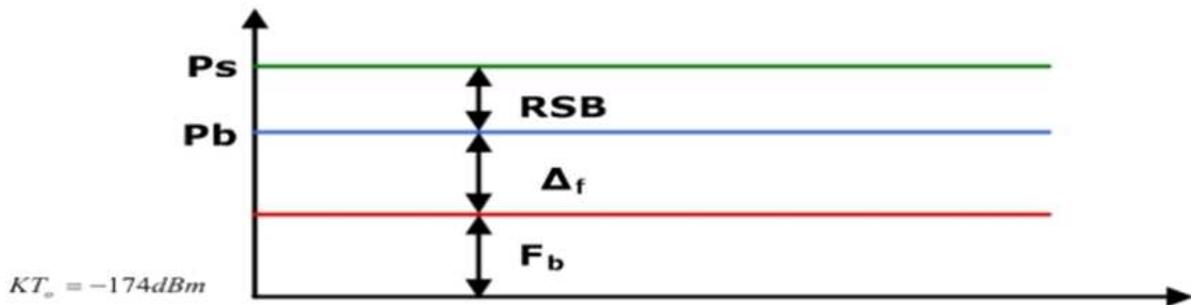


Figure 4 : Principe de calcul de la sensibilité

La puissance de bruit vaut :

$$P_b = K F_b T_0 \Delta_f \quad (3)$$

$$D'où : P_b (dBm) = -174 + F_b (dB) + 10 \log(\Delta_f) \quad (4)$$

Avec :

- $K = 1.38 \text{ e-}23 \text{ J/K}$ constante de Boltzmann
- F_b = Le facteur de bruit
- $T_0 = 300^\circ \text{ K}$
- Δ_f = La résolution spectrale

De plus :

$$P_s = \frac{|H_{eff}|^2 \cdot |E|^2}{|Z_0|} \text{ et } P_s \geq P_b \cdot RSB \quad (5)$$

Avec :

- H_{eff} : La hauteur efficace de l'antenne
- E : le champ reçu (V/m)

- Z_0 : L'impédance de charge (Ohms)

D'où :

$$E(dB\mu V / m) = P_s(dBm) - H_{eff}(dB.m) + 107 \quad (6)$$

Dans le cas où on utilise des antennes actives, il faut en plus tenir compte de la densité de bruit spectrale totale (antenne et récepteur) en dBm/Hz. La valeur de la sensibilité devient donc :

$$E(dB\mu V / m) = Db_{Total}(dBm / Hz) + 10 \log(\Delta_f) + RSB(dB) - H_{eff}(dB.m) + 107$$

- La vitesse de mesure

Elle est caractérisée par la durée minimale pendant laquelle le signal doit être présent pour obtenir une goniométrie fiable.

- Le comportement en présence de multi trajets de propagation

Dans une situation opérationnelle, le comportement d'un radiogoniomètre dans un champ d'ondes perturbé par la présence de trajets multiples est d'une importance majeure. En effet, quel que soit le principe, les radiogoniomètres classiques utilisent tous l'hypothèse de front d'onde plan pour laquelle les lieux isophases sont des lignes pouvant être considérées comme parallèles à distance suffisante de l'émetteur ($>10 \lambda$). La mesure d'angle a pour but d'estimer la normale à ces lignes isophases qui est la direction d'arrivée de l'émetteur. En VUHF (propagation par onde de sol), la présence d'obstacles sur le chemin de propagation génère des situations de trajets multiples fortement corrélés ; ces trajets sont particulièrement importants en zone urbaine. La présence de ces trajets multiples entraîne une distorsion du front d'onde et des lignes isophases. L'influence de la distorsion du front d'onde est fonction de l'ouverture d'antenne du radiogoniomètre. Une large ouverture permet un échantillonnage spatial de la distorsion plus important et conduit donc à une erreur plus faible.

- Le comportement en présence de multi émissions dans la bande d'analyse

La présence d'un deuxième signal, non corrélé au signal à goniométrer, et reçu simultanément dans la bande d'analyse, dégrade la précision de mesure d'autant plus que le rapport de puissance est proche de 0dB. Cette situation est fréquente en radio surveillance du fait de la congestion spectrale.

- La protection face aux ambiguïtés (ou susceptibilité)

C'est l'écart sur la fonction de goniométrie entre le premier extremum (minimum ou maximum en fonction de l'algorithme de goniométrie utilisé) et le second extremum Cette valeur traduit la protection que possède le radiogoniomètre vis à vis d'une mesure ambiguë. Plus cette

valeur sera élevée, moins le radiogoniomètre sera susceptible de donner une estimation incorrecte de l'angle d'arrivée.

Bien que tous les paramètres, permettant de garantir le bon fonctionnement et les performances d'un radiogoniomètre, paraissent bien distincts, ils ont pourtant tous un dénominateur commun intervenant de manière plus ou moins importante: les algorithmes de goniométrie que nous allons présenter dans le paragraphe suivant.

I.3 Principes de radiogoniométrie

Le traitement d'antenne et les techniques mises en œuvre dans un radiogoniomètre pour extraire l'information d'azimut interviennent dans la dernière partie du système. On distingue plusieurs grandes familles d'algorithmes de goniométrie [2] [3].

- La radiogoniométrie d'amplitude utilisant directement le diagramme de rayonnement de l'antenne du goniomètre.
- La radiogoniométrie Watson-Watt ou à antennes Adcock.
- La radiogoniométrie Doppler obtenue par rotation d'une antenne omnidirectionnelle autour d'un point central avec une vitesse de rotation Ω .
- La radiogoniométrie par interférométrie
- La radiogoniométrie d'amplitude et phase basée sur la corrélation vectorielle (à haute résolution ou non).

Nous allons détailler ci-après les algorithmes les plus utilisés de nos jours en radiogoniométrie.

I.3.1 Radiogoniométrie d'amplitude [2]

La mesure se fait par repérage d'un maximum d'amplitude (antenne à formation de faisceau) ou d'un minimum d'amplitude (antenne à cadre) ou par comparaison d'amplitude en sortie de deux diagrammes se recouvrant partiellement.

- Le radiogoniomètre à cadre tournant repérant un minimum d'amplitude est le plus ancien [2]. L'antenne cadre est associée à un dipôle ou monopôle omnidirectionnel pour réaliser, par sommation, un diagramme en cardioïde permettant de lever le doute sur la

direction d'arrivée (figure 5). Ce principe a été particulièrement utilisé dans les gammes HF et VHF. Une forme moderne consiste à réaliser une cardioïde tournante à partir d'une antenne Adcock (4 ou 8 dipôles disposés sur un cercle ; la sommation des signaux d'antenne fournit le signal omnidirectionnel, et la différence des signaux issus de deux dipôles opposés fournit un diagramme en $\sin(\theta)$; la somme des deux diagrammes donne une cardioïde). La rotation de la cardioïde permet de réaliser une modulation d'amplitude permettant d'estimer la direction d'arrivée (figure 6).

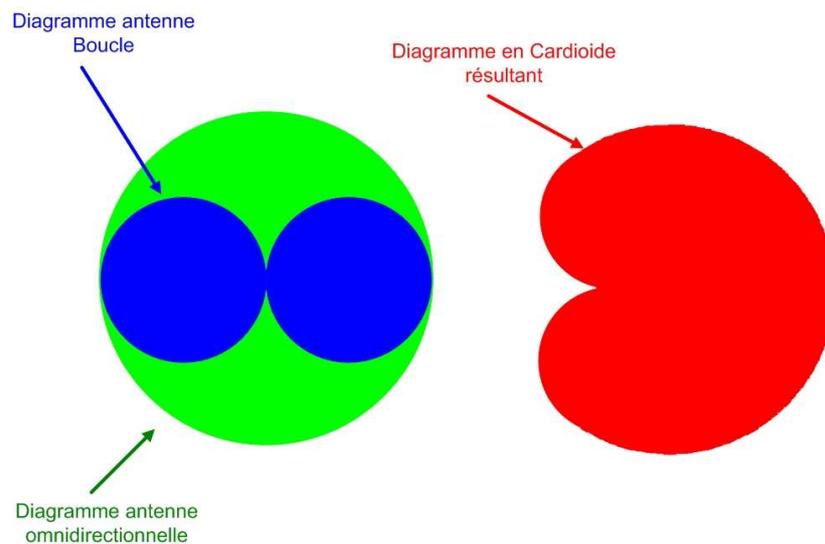


Figure 5 : Radiogoniométrie à cadre : détermination d'un minimum par rotation

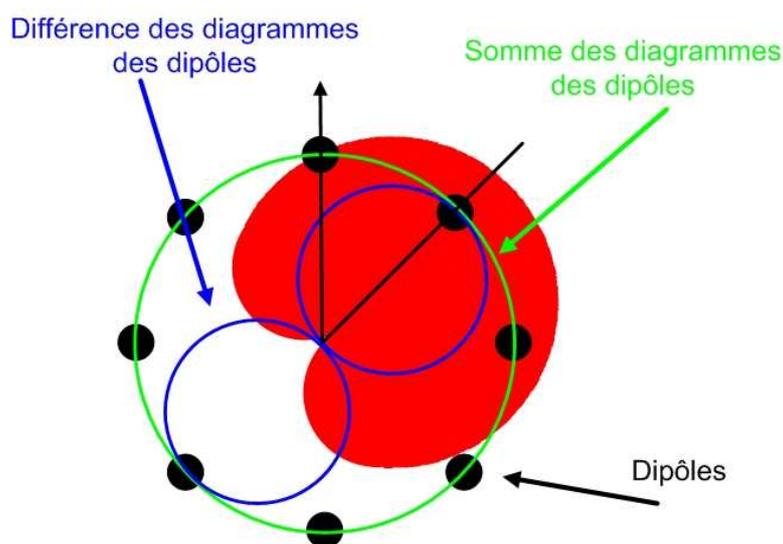


Figure 6 : Radiogoniométrie d'amplitude à cardioïde tournante

- La formation de faisceaux est une technique issue du radar et se fait par pondération en phase des signaux d'antennes. Elle est fonction du déphasage progressif d'une antenne à la suivante, elle-même fonction de l'angle d'arrivée et de l'écartement entre antennes. Pour une direction d'arrivée donnée θ , les pondérations des antennes permettent de donner la même référence de phase sur les signaux et donc d'obtenir un diagramme d'antenne représentant un maximum dans cette direction (figure 7).

Pour chacune des directions θ , cette méthode revient à calculer l'estimateur $P(\theta) = a^*(\theta)R_x a(\theta)$ où R_x est une estimation de la matrice de corrélation des signaux d'antenne et $a(\theta)$ le vecteur d'onde associé à l'azimut θ . Dans le cas d'un réseau linéaire :

$$a(\theta) = \left[1, e^{\left(-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)\right)}, \dots, e^{\left(-j(N-1)2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)\right)} \right] \quad (7)$$

La direction de la source présente correspond au maximum de la fonction $P(\theta)$ lorsque θ balaye toutes les valeurs possibles. Cet estimateur est optimal dans le cas où une seule source est présente sur le réseau d'antennes. Cette technique n'est viable que pour un nombre d'antennes suffisant permettant d'obtenir un lobe d'antenne assez fin en vue d'obtenir une bonne précision de goniométrie. C'est pourquoi elle est utilisée préférentiellement dans les bandes radar pour des fréquences supérieures à 1GHz.

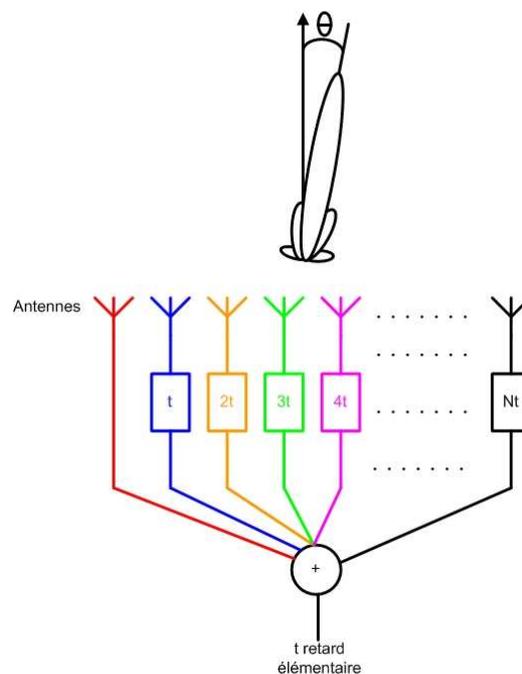


Figure 7 : Radiogoniométrie d'amplitude à formation de faisceaux

I.3.2 Radiogoniométrie Watson-Watt (Adcock) [2]

Un radiogoniomètre Watson-Watt [2] est un radiogoniomètre automatique dans lequel l'onde électromagnétique est reçue par deux antennes perpendiculaires générant deux signaux dont le rapport des amplitudes est très proche de $\tan(\theta)$ (l'une en $\sin(\theta)$ et l'autre en $\cos(\theta)$).

Historiquement, les premières antennes utilisées ont été des cadres croisés orthogonaux. Chaque signal reçu par les cadres est amplifié et apparié en amplitude et phase. Le premier cadre ayant un diagramme en $\sin(\theta)$ et le second en $\cos(\theta)$, la trace visualisée est une droite de pente $\tan(\theta)$. Le recadrage est obtenu par analyse des phases entre les deux cadres et une antenne de référence omnidirectionnelle. Ce principe de radiogoniométrie fonctionne parfaitement pour des ondes incidentes à faible élévation et à polarisation verticale.

Une variante de ce principe de radiogoniométrie consiste à utiliser un réseau Adcock à 4 ou 8 éléments de type monopôle ou dipôle. Dans le cas d'un réseau à 4 éléments (figure 8) on a :

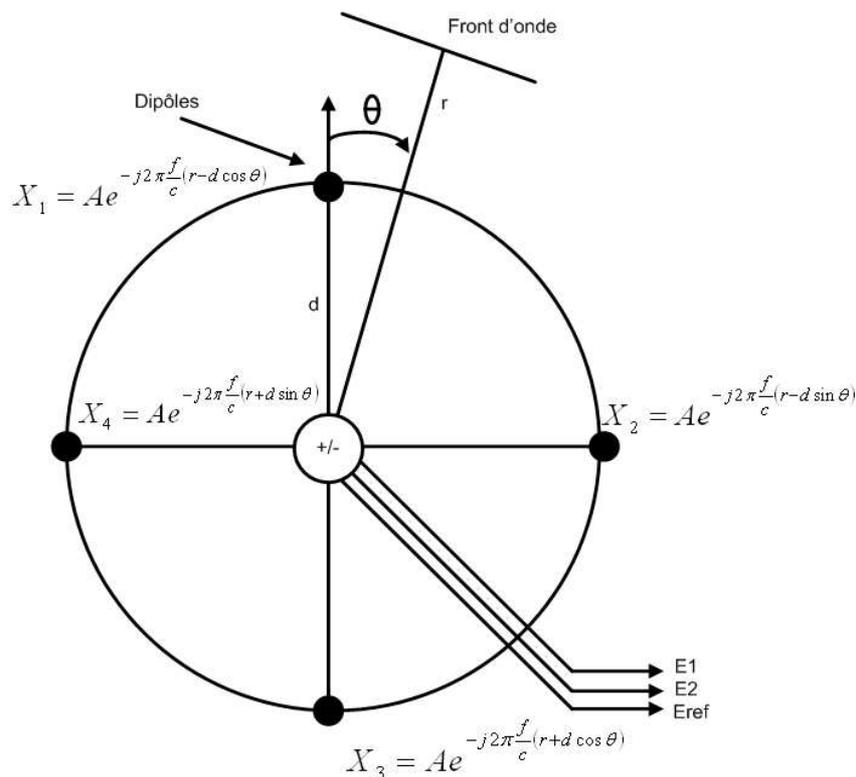


Figure 8 : Radiogoniomètre d'amplitude de type Adcock à 4 éléments

$$V_{\cos} = X_1 - X_3 = Ae^{-j2\pi\frac{f}{c}r} \begin{pmatrix} e^{j2\pi\frac{f}{c}d\cos\theta} & -e^{-j2\pi\frac{f}{c}d\cos\theta} \end{pmatrix} \quad (8)$$

D'où pour $d \ll \frac{c}{f}$ on a : $|V_{\cos}| = E_1 = 4A\pi \frac{f}{c} d \cos \theta$ et $|V_{\sin}| = E_2 = 4A\pi \frac{f}{c} d \sin \theta$ et

$$|V_{ref}| = E_{ref} = 4A$$

Une antenne Adcock à 8 éléments (figure 9) permet de générer les deux signaux E1 et E2 suivant :

$$E1 = A \sin\left(\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\theta) \cos(\Delta) \cos(\gamma)\right) \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\Delta) \sin(\gamma)\right) \quad (9)$$

$$E2 = A \sin\left(\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\Delta) \cos(\gamma)\right) \cos\left(\pi \frac{d}{\lambda} \cos(\theta) \cos(\Delta) \sin(\gamma)\right) \quad (10)$$

Avec A : Amplitude du signal reçu

d : Diamètre de l'antenne

E1 et E2 : Signaux respectivement dans l'axe Nord-Sud et Est-Ouest

γ : Demi angle formé par un couple d'antennes

λ : Longueur d'onde

Δ : Angle d'élévation

θ : Angle d'azimut

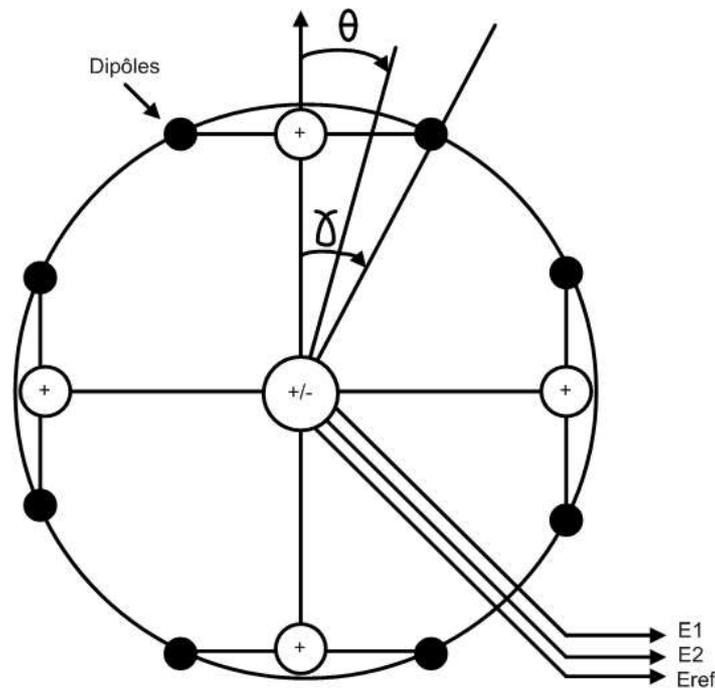


Figure 9 : Radiogoniomètre d'amplitude de type Adcock à 8 éléments

On peut remarquer que $\lim_{\frac{d}{\lambda} \rightarrow 0} \left(\frac{E_2}{E_1} \right) = \tan(\theta)$. L'augmentation de $\frac{d}{\lambda}$ cause une erreur d'autant plus

importante que l'angle d'élévation est faible ce qui traduit le concept « petite base » de cette méthode. Le recadrage est obtenu en comparant les phases de E1 et E2 avec la phase d'un signal de référence obtenu soit sur une troisième voie de réception, soit via une antenne omnidirectionnelle, soit par sommation des aériens.

I.3.3 Radiogoniomètre par interférométrie [2]

L'interférométrie est une technique de goniométrie utilisée dans des domaines aussi variés que l'astronomie, le radar, le sonar [2]. En radiogoniométrie, on peut la considérer comme la plus performante des méthodes classiques par comparaison avec les méthodes Watson-Watt, Adcock ou à goniométrie d'amplitude.

A la différence de la méthode précédente, la détermination de l'angle d'arrivée n'est pas entièrement analogique mais nécessite des calculs numériques plus ou moins complexes suivant la configuration du réseau d'antennes.

L'interférométrie utilise la mesure de la différence de phase $\delta_\psi(A, B)$ de signaux délivrés par deux antennes proches A et B illuminées par la même onde électromagnétique. La figure 10 illustre le principe d'un interféromètre.

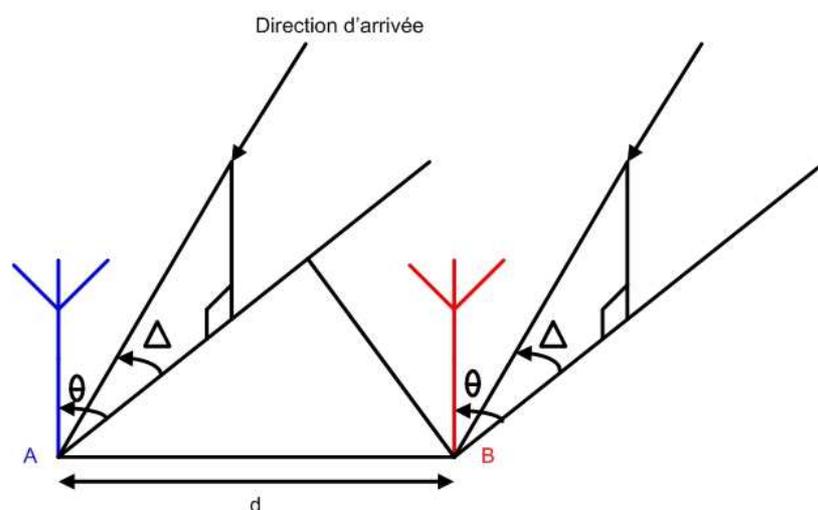


Figure 10 : Principe de mesure en interférométrie

Une mesure non ambiguë de l'azimut θ et de l'angle d'élévation Δ nécessite un minimum de trois antennes, mais de multiples réseaux d'antennes sont utilisables en interférométrie pour obtenir une goniométrie omnidirectionnelle ou sectorielle. Pouvoir s'adapter aux différentes géométries d'antennes nécessaires pour des applications terrestres, navales ou aéroportées dans les gammes HF et VUHF est un des principaux avantages de cette méthode. L'estimation de la phase différentielle $\delta\Psi$ se fait modulo 2π :

$$\delta\Psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\Delta) + 2k\pi \quad (11)$$

Avec d : la distance entre les deux antennes A et B

λ : la longueur d'onde

Pour $\frac{d}{\lambda} < 0,5$, $k=0$ $\Delta=0$, il n'y a pas d'autre ambiguïté dans la mesure que le doute classique en goniométrie entre θ et $\pi-\theta$.

L'algorithme employé pour déterminer l'azimut et l'angle d'élévation est la technique du « minimum des modules » qui utilise la comparaison entre le vecteur de phase mesuré à la fréquence « f » pour un azimut θ_0 et un angle d'élévation Δ_0 : $\delta\Psi_m(f, \theta_0, \Delta_0)$, et le vecteur $\delta\Psi_t(f, \theta, \Delta)$ tabulé ou calculé pour θ variant entre 0 et 360° et Δ de 0 à 90° :

$$\delta\Psi_m(f, \theta_0, \Delta_0) = [\delta\Psi_{m_1}, \delta\Psi_{m_2}, \dots, \delta\Psi_{m_N}] \quad (12)$$

$$\delta\Psi_t(f, \theta, \Delta) = [\delta\Psi_{t_1}, \delta\Psi_{t_2}, \dots, \delta\Psi_{t_N}]$$

Avec N le nombre d'antennes constituant le réseau.

Déterminer la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique revient à trouver le minimum de la fonction $F(\theta, \Delta)$ appelée fonction de goniométrie composée des différences de phase entre différents couples d'antennes :

$$F(\theta, \Delta) = \sum_{i=1}^N (\delta\Psi_{m_i} - \delta\Psi_{t_i})^2 \quad (13)$$

$\delta\Psi_t(f, \theta, \Delta)$ est un vecteur théorique fonction du réseau sous l'hypothèse onde plane, ou un vecteur tabulé lors d'une phase d'étalonnage, par exemple, pour tenir compte des phénomènes de couplage entre antennes et avec la structure porteuse.

La direction d'arrivée de la source à goniométrer est déterminée par la position du minimum de la fonction de goniométrie. La figure 11 représente, pour un réseau circulaire de 5 antennes, le

pseudo spectre calculé pour un angle d'incidence variant entre 0 et 360° à une fréquence de 150MHz. Cette figure représente aussi la coupe pour un angle d'incidence de 50° faisant apparaître une protection sur les ambiguïtés de l'ordre de 41%. Cette protection aux ambiguïtés peut être exprimée en degrés lorsque la méthode n'utilise que la phase des signaux ou en « dB » lorsque l'algorithme de goniométrie traite la phase et l'amplitude des signaux.

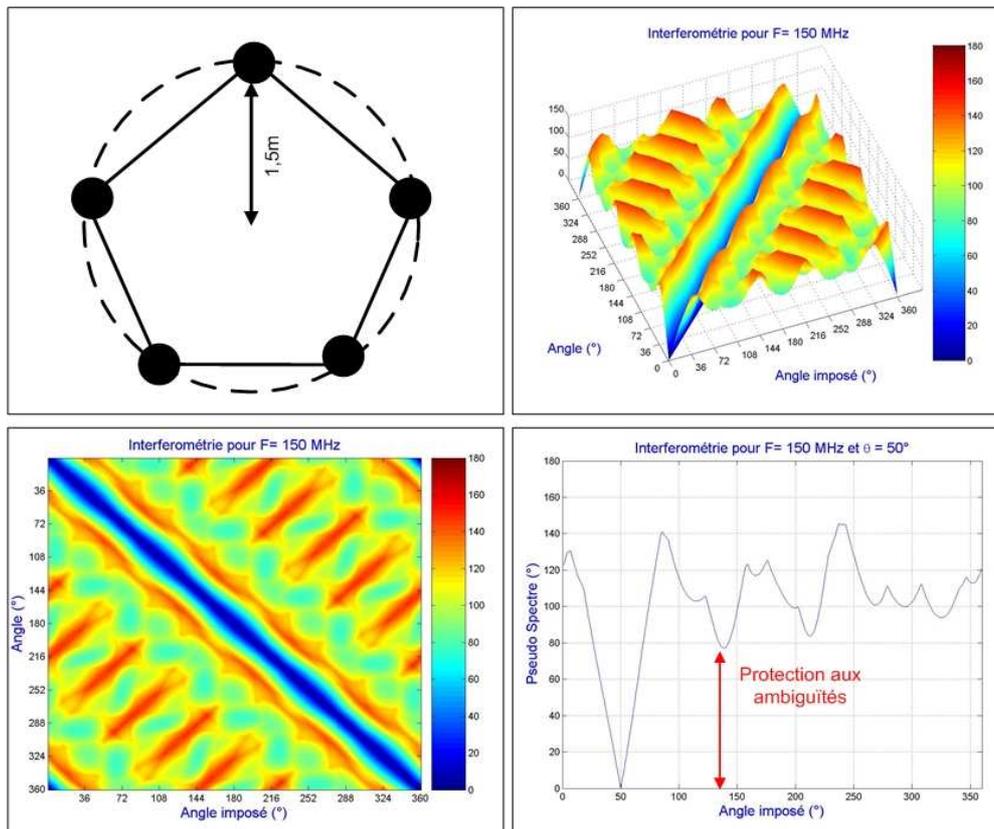


Figure 11 : Exemple de pseudo spectre d'interférométrie d'un réseau annulaire à 5 éléments

I.3.4 Radiogoniométrie par Corrélation Vectorielle [2]

La corrélation vectorielle exploite la totalité des informations de phases et d'amplitudes et utilise les courants induits sur chaque antenne (valeurs complexes). L'algorithme de corrélation vectorielle simple est basé sur la recherche du vecteur calibré le plus proche du vecteur mesuré, c'est à dire la valeur qui maximise le critère de corrélation suivant :

$$C(f, \theta, \Delta) = \frac{\|A_{\text{calibré}}^H(\theta, \Delta) \cdot A_{\text{mesuré}}\|}{\|A_{\text{calibré}}(\theta, \Delta)\| \cdot \|A_{\text{mesuré}}\|} \quad (14)$$

Avec $A_{\text{calibré}}(\theta, \Delta)$ et $A_{\text{mesuré}}$, les vecteurs normés contenant respectivement les réponses complexes de chaque antenne pour tous les azimuts et sites et les réponses complexes mesurées pour un azimut et un site donnés.

I.3.4.1 Radiogoniométrie Haute Résolution (HR)

[3]

Les méthodes de super résolution et les méthodes haute résolution [3-4] ont été introduites depuis une trentaine d'année pour accroître la résolution spatiale des méthodes mono source comme la formation de faisceau ou l'interférométrie. Ce sont des variantes des méthodes à corrélations vectorielles.

Les méthodes à super résolution sont déduites du concept de filtre adapté spatial. Elles permettent la séparation angulaire de deux sources avec une résolution inférieure à la distance de

Rayleigh $\theta_{3dB} = \frac{\lambda}{(N-1)d}$ dans le cas d'un réseau linéaire.

Considérons le modèle de signal suivant :

$$X_k = ds_k + n_k \quad \text{avec} \quad k = 1 \dots K$$

$[X_k]$ est l'observation à l'instant k . Le terme s_k est le k -ième échantillon de l'amplitude complexe du signal de la source pris par rapport à la référence. Le vecteur direction « \mathbf{d} » donne les réponses du réseau dans la direction angulaire de la source θ , et le bruit additif $\{n_k; k=1 \dots K\}$ est une variable complexe gaussienne indépendante et identiquement distribuée, de moyenne nulle et de matrice de covariance $\sigma^2 \mathbf{I}$.

La plus connue des méthodes dites de super résolution est la méthode de CAPON [4] qui met en œuvre le filtre adapté spatial. Ce filtre consiste à optimiser le RSB + interférences dans la direction θ . La puissance moyenne en sortie du filtre adapté spatial (FAS) est :

$$P = \frac{1}{a^*(\theta) R_{XX}^{-1} a(\theta)} \quad (15)$$

avec « a » le vecteur d'onde et R_{XX} la matrice d'inter corrélation des signaux. Dans le cas de plusieurs sources, la méthode de Capon est biaisée asymptotiquement et le biais est d'autant plus important que le RSB est faible et que le nombre de capteurs est faible. [4]

C'est pour cette raison que d'autres méthodes dites haute résolution ont été introduites en radiogoniométrie. Ces méthodes sont non biaisées asymptotiquement et ont un pouvoir séparateur asymptotique potentiellement illimité. La plus connue de ces méthodes est la méthode MUSIC (Multiple Signal Classification) [3]. Elle utilise la décomposition en éléments propres de la matrice d'inter corrélation des signaux d'antenne : R_{XX} . C'est une méthode qui nécessite l'estimation du nombre de sources reçues sur l'aérien, et qui suppose que les sources ne sont pas totalement corrélées.

La matrice d'inter corrélation des signaux d'antenne R_{XX} est donnée par :

$$R_{XX} = E\{XX^+\} \quad (16)$$

Si on considère p sources électromagnétiques de directions d'arrivée $(\theta_1, \Delta_1), (\theta_2, \Delta_2), \dots, (\theta_p, \Delta_p)$, non corrélées avec le bruit, R_{XX} peut s'écrire comme la somme d'une matrice de corrélation due au signal « s » et d'une autre matrice due au bruit.

$$R_{XX} = R_{YY} + \sigma^2 R_{bb} = A^* R_{ss} A + \sigma^2 R_{bb} \quad (17)$$

Avec $R_{ss} = E(SS^+)$

$\text{trace}(R_{bb})=N$

σ^2 , la puissance du bruit

R_{bb} matrice d'auto corrélation du bruit

$A = [a(\theta_1, \Delta_1), \dots, a(\theta_p, \Delta_p)]$ matrice des vecteurs direction d'arrivée

Dans le cas de sources non cohérentes, le nombre de sources peut être détecté à l'aide d'un test sur la distribution des valeurs propres de R_{XX} . Par ailleurs, les vecteurs propres V_i associés aux $(N-p)$ plus petites valeurs propres égales à σ^2 de R_{XX} ($p+1 < i < N$) forment une base orthogonale à tous les vecteurs directionnels $a(\theta_i, \Delta_i)$. Cette orthogonalité permet de définir la fonction de goniométrie à partir de la fonction :

$$F(\theta, \Delta) = \sum_{i=p+1}^N |V_i^+ a(\theta, \Delta)|^2 \quad (18)$$

Comme pour l'interférométrie, la détermination des minima de la fonction de goniométrie fournit l'estimation des angles d'arrivée des p signaux.

I.4 Radiogoniométrie multi polarisation

Comme nous l'avons dit en introduction, la demande en goniométrie de signaux en polarisation horizontale devient de plus en plus importante. La nécessité d'utiliser des réseaux de capteurs à diversité de polarisation est donc évidente. Mais outre la possibilité de pouvoir augmenter le nombre de cibles qu'on peut goniométrer, les réseaux à diversité de polarisation permettent surtout d'utiliser la totalité de l'information contenue dans le signal. En effet, l'environnement des antennes peut modifier leurs caractéristiques (dont la polarisation) ainsi que la propagation du signal. Ces considérations peuvent motiver la généralisation des techniques de traitement d'antenne à diversité de polarisation.

D'une façon générale, chaque technique de traitement d'antenne peut être appliquée à un réseau d'antennes à diversité de polarisation.

La technique la plus simple consiste à réaliser successivement les mesures sur les éléments à polarisation verticale puis sur ceux à polarisation horizontale. En recherchant l'élément recevant le plus de signal, on détermine sa polarisation ; il suffit ensuite d'appliquer l'algorithme sur les « N » capteurs associés à cette polarisation comme dans un cas sans diversité de polarisation (figure 12). Même si cette technique est simple, elle nécessite une réponse en gain identique de la part des deux capteurs élémentaires, et un niveau de polarisation croisée élevé entre les éléments de polarisations différentes de façon à ne pas commettre d'erreur sur l'identification de la polarisation du signal incident. D'autre part, le fait de faire une présélection sur la polarisation implique qu'on perd l'avantage de la diversité de polarisation sur la sensibilité du système [5] [6].

L'autre technique consiste à utiliser simultanément les informations reçues sur toutes les antennes quelle que soit leur polarisation. Pour cela, on peut par exemple utiliser des composants électroniques pour coupler les informations de deux éléments de polarisations différentes (figure 12). L'intérêt de cette technique est qu'on peut améliorer la sensibilité du système grâce à une adaptation en polarisation des éléments rayonnants [5]. En revanche, on perd la faculté d'identification de la polarisation à moins d'utiliser des algorithmes de goniométrie beaucoup plus complexes et coûteux en temps de calcul puisqu'on rajoute une dimension (polarisation) au calcul de l'angle d'arrivée.

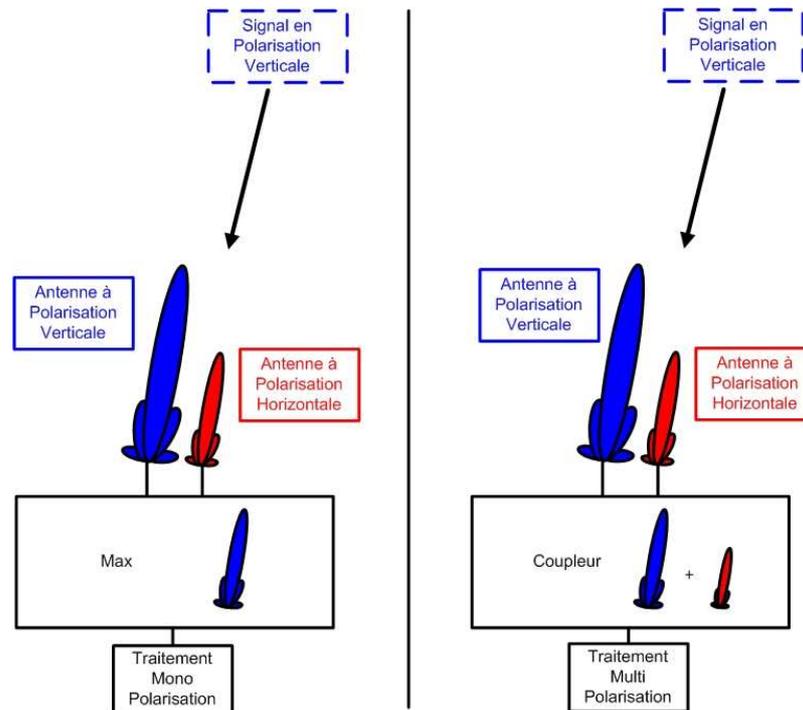


Figure 12 : Comparaison des techniques de goniométrie dans le cas multi polarisation

Une dernière solution, très proche de celle décrite précédemment, consiste à utiliser des antennes répondant aux deux composantes du champ électrique (comme une antenne à polarisation circulaire par exemple). Le principe est alors identique au cas ci dessus, sauf que l'utilisation du coupleur n'est pas nécessaire. Cependant, cette technique, même si elle paraît plus simple à réaliser, ne permet pas l'identification de la polarisation.

I.5 Les antennes de radiogoniométrie

Dans un souci de rendre en permanence les systèmes de radiogoniométrie plus compacts, le développement des antennes associées privilégie la miniaturisation des éléments rayonnants.

La plupart des systèmes de radiocommunications fonctionnant pour des fréquences comprises dans les bandes VHF et UHF, il est donc logique de concevoir des systèmes de surveillance du spectre et de localisation fonctionnant sur ces mêmes bandes de fréquences. Or s'il peut paraître aisé de concevoir des antennes de petites tailles en UHF, la difficulté est tout autre en VHF. C'est pourquoi, contrairement aux antennes de radiocommunications qui privilégient le gain ou la directivité sur des largeurs de bande de fréquences relativement faibles, les systèmes de

radiogoniométrie utilisent des antennes très larges bandes et très petites devant la longueur d'onde avec des performances de gain dégradées, particulièrement quand le système de radiogoniométrie fonctionne sur une bande de fréquences très large (plusieurs décades).

Nous allons dans cette partie nous attacher à décrire les caractéristiques et paramètres importants des antennes de radiogoniométrie particulièrement dans un contexte multi polarisations, ainsi qu'à réaliser un état de l'art des systèmes de radiogoniométrie compacts.

I.5.1 Gain et hauteur efficace

Le gain d'antenne est le pouvoir « d'amplification passif » d'une antenne. C'est le rapport entre la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne de référence et celle qu'il suffit de fournir à l'antenne considérée pour produire la même intensité de rayonnement dans une direction donnée. Si l'antenne de référence est l'antenne isotrope, on parle de Gain isotrope exprimé en dBi. Si l'antenne est sans pertes, son gain intrinsèque est égal à sa directivité. Le gain s'exprime donc comme une fonction de la directivité « D » et du rendement « η » de l'antenne :

$$G = \eta D \quad (19)$$

En réception, comme dans le cas des antennes de radiogoniométrie et de radio surveillance, on choisit plus fréquemment la notion de hauteur efficace ou de facteur d'antenne définie par le rapport entre la tension aux bornes de l'antenne et le champ électromagnétique incident sur l'antenne $H_{eff} = \frac{V}{E}$. La hauteur efficace est une valeur liée au gain de l'antenne.

En effet, en réception, le gain s'exprime par la formule ci-dessous, fonction de la directivité et d'un terme correspondant aux pertes par désadaptation :

$$G_r = D \cdot 4 \frac{R_0 R_r}{|Z_a + Z_0|^2} \quad (20)$$

Avec D : la directivité de l'antenne

Z_0 : L'impédance de charge

Z_a : L'impédance de l'antenne

R_0 : la partie réelle de Z_0

R_r : La partie réelle de Z_a

De plus, la hauteur efficace d'une antenne est fonction de la hauteur effective de l'antenne (dont la relation est donnée ci dessous) et du système d'adaptation de l'antenne s'il y en a (figure 13).

$$H_{effective} = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{D \cdot R_0}{120}} \tag{21}$$

Avec « λ » la longueur d'onde, « D » la directivité de l'antenne et « R₀ » la résistance de rayonnement de l'antenne

On a donc
$$|Heff| = \left| \frac{V}{E} \right| = 2 |H_{effective}| \cdot \frac{|Z_0|}{|Z_a + Z_0|} \tag{22}$$

En reliant (20), (21) et (22) on obtient :

$$G_r = K \cdot F^2 \cdot |Heff|^2 \tag{23}$$

Avec $K = \frac{480\pi^2}{R_0 \cdot c^2}$, « c » étant la vitesse de la lumière.

L'équation (23) donne donc :

$$Heff(dB.m) = G_r(dB) - 20 \log(F(MHz)) + 29.79 \tag{24}$$

où Heff désigne la hauteur efficace en dB.m

G désigne le gain de l'antenne en dB

F désigne la fréquence en MHz

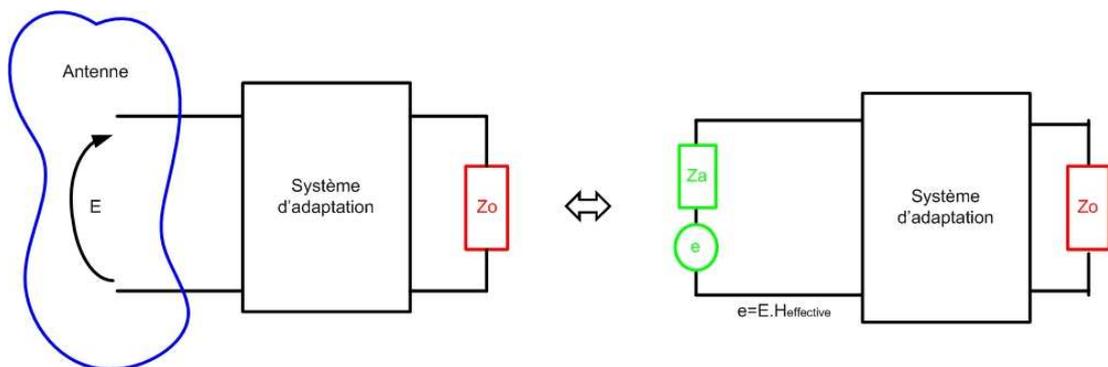


Figure 13 : Relation entre le champ au niveau de l'antenne et la hauteur efficace

Dans la suite de cette étude, tous les éléments rayonnants seront caractérisés par leur hauteur efficace.

I.5.2 Polarisation principale et polarisation croisée

La polarisation d'une antenne est définie par la polarisation du champ rayonné à grande distance [6]. En régime d'émission (définie en figure 14), le champ rayonné à grande distance en un point M de l'espace peut s'approximer en prenant le point de référence O au voisinage de l'antenne par :

$$E(M) \approx F(u) \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \|\vec{OM}\|}}{\|\vec{OM}\|} \quad \text{avec} \quad u = \frac{\vec{OM}}{\|\vec{OM}\|} \quad (25)$$

F(u) étant la caractéristique vectorielle de rayonnement de l'antenne pour la densité de courant de référence, obtenue dans le régime d'émission considéré.

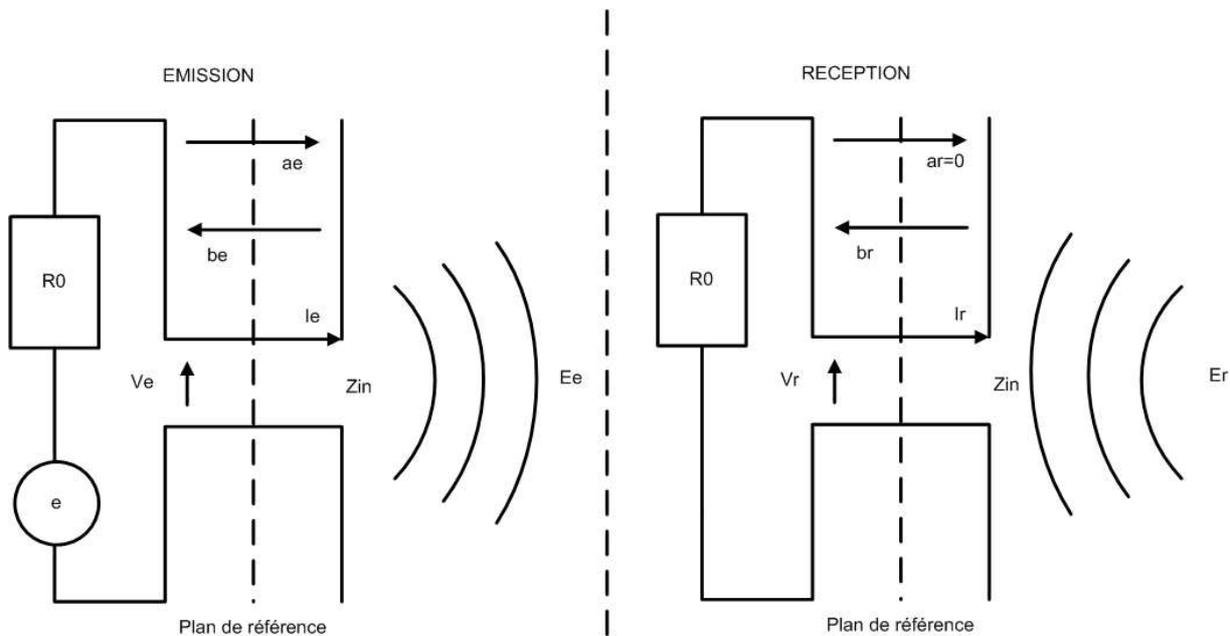


Figure 14 : Polarisation d'une antenne

Au voisinage de M, le champ a une structure d'onde dite « localement plane » dont la polarisation est totalement définie par F(u) en considérant la relation approchée :

$$E(M') \approx F(u) \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \|\vec{OM}\|}}{\|\vec{OM}\|} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} u^T \vec{MM'}} \quad (26)$$

Lorsque la même antenne, chargée par une impédance R_0 est illuminée par un champ incident de direction de propagation \mathbf{u}_i , qui générerait au point « O » un champ \mathbf{E}_{i0} en l'absence d'antenne de réception, on peut montrer à l'aide du théorème de réciprocité que l'onde reçue de puissance b_r est donnée par la relation suivante :

$$b_r = \frac{-j\lambda}{a_e \eta} F(-u_i)^T E_{i0} \quad \text{avec} \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (27)$$

indiquant que la réception est maximale lorsque la représentation complexe du champ électrique incident est proportionnel au conjugué de la caractéristique de rayonnement dans la direction $-\mathbf{u}_i$. Cette relation permet d'introduire la hauteur efficace vectorielle dans la direction $-\mathbf{u}_i$, que l'on notera $\mathbf{H}_{\text{eff}}(\mathbf{u}_i)$:

$$H_{\text{eff}}(u_i) = \sqrt{R_0 \frac{-j\lambda}{a_e \eta} F(-u_i)} \quad (28)$$

La tension dans le plan de référence s'exprime en fonction du vecteur de Jones ζ_i de l'onde incidente dans la base de référence $[-\mathbf{u}_\phi, -\mathbf{u}_\theta]$ (choisie pour former un repère direct avec la direction de propagation), et des hauteurs efficaces complexes en polarisation horizontale \mathbf{a}_H et verticale \mathbf{a}_V dans la direction $-\mathbf{u}_i$:

$$V_r = H_{\text{eff}}(u_i)^T [-u_\phi; -u_\theta] \zeta_i = [a_H(u_i); a_V(u_i)] \zeta_i \quad (29)$$

Dans le cas d'un réseau d'antennes de radiogoniométrie, l'expression des tensions en sortie d'un réseau de « N » antennes peut se déduire aisément des expressions précédentes dans la mesure où :

- Les caractéristiques de rayonnement et les hauteurs efficaces sont définies pour chaque antenne, en présence des autres antennes chargées par R_0
- On se place dans l'hypothèse bande étroite, de sorte que le signal modulant « s(t) » n'intervienne que dans le vecteur de Jones ζ_i qui s'écrit alors :

$$\zeta_i(t) = p_i s_i(t) \quad \text{avec} \quad \|p_i\| = 1 \quad (30)$$

Le vecteur complexe \mathbf{p}_i de dimension 2, égal au vecteur de Jones normalisé, ne contient que les informations de polarisation et est indépendant du temps. Le vecteur signal « $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ » constitué par les « N » tensions en sortie du réseau s'exprime alors de manière classique en fonction de l'onde incidente et du bruit (externe et interne) $\mathbf{b}(\mathbf{t})$ ramené dans le plan de référence :

$$x(t) = A \cdot s(t) + b(t) \quad \text{avec} \quad A = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_k] \quad (31)$$

$$a_i = [a_H(u_i), a_V(u_i)] p_i$$

$\mathbf{a}_H(\mathbf{u}_i)$ (respectivement $\mathbf{a}_V(\mathbf{u}_i)$) désignant des vecteurs de dimensions « N » dont les composantes sont les hauteurs efficaces complexes de chaque antenne dans la direction $-\mathbf{u}_i$, en polarisation horizontale (respectivement verticale).

Malgré le fait que cette formulation s'applique plus facilement à des ondes polarisées, il est tout de même possible de l'utiliser pour des ondes partiellement polarisées, en considérant que l'onde peut se modéliser comme la résultante de deux ondes partiellement polarisées.

D'autres part, dans un contexte de radiogoniométrie multi polarisations, la notion de polarisation croisée est importante. En effet, si on considère un réseau de capteurs à diversité de polarisation (« N_1 » capteurs en polarisation verticale et « N_2 » capteurs en polarisation horizontale), la différence de gain d'un type de capteurs entre une polarisation donnée et sa polarisation croisée (par exemple pour un dipôle vertical, la différence entre le gain en polarisation verticale et le gain en polarisation horizontale) doit être suffisamment grande pour ne pas créer d'ambiguïté dans le traitement de goniométrie quel que soit le principe utilisé.

Il faut aussi s'assurer que la différence de gain de deux capteurs dans leur polarisation privilégiée (par exemple, la différence entre le gain en polarisation verticale d'un dipôle vertical et le gain en polarisation horizontale d'un dipôle horizontal) ne soit pas trop grande pour ne pas créer d'ambiguïté dans le traitement de goniométrie quel que soit le principe utilisé.

Dans la suite de l'étude nous essaierons de donner pour chaque type d'antenne utilisée, la valeur de la polarisation croisée à la composante privilégiée de l'élément rayonnant.

I.6 Etat de l'art des systèmes de radiogoniométrie

L'objectif de cette partie est de recenser l'offre disponible sur le marché dans le domaine des systèmes de radiogoniométrie VUHF compacts et tactiques en fonction des types d'antennes utilisés. Pour cela, nous avons recensé plusieurs modèles chez différents fabricants. Ces modèles peuvent être classés en différentes catégories :

- les systèmes de radiogoniométrie mobiles.

Les antennes de radiogoniométrie mobiles, aussi appelées antennes discrètes, sont des antennes compactes et généralement monoblocs. Elles sont installées soit au bout du mât télescopique d'un véhicule, soit directement sur le toit du véhicule. De faible encombrement, ces antennes sont souvent petites par rapport à la longueur d'onde. Cela a pour conséquence de dégrader la précision, principalement en VHF. Dans cette bande de fréquence, l'utilisation de circuits actifs est aussi nécessaire pour compenser les pertes en hauteur efficace dues à la diminution de la taille des éléments rayonnants. Cela d'augmente la consommation de l'antenne et engendre des perturbations (inter modulation, ...) dues à la saturation et à la linéarité de l'amplificateur en présence de champ de forte intensité. A cause des phénomènes de couplage, l'intégration de l'antenne de goniométrie sur le toit d'un véhicule est complexe, notamment en présence d'émetteur de bord de forte puissance. Ces antennes sont conçues avec des structures relativement légères qui facilitent plus ou moins le transport et l'installation.

- les systèmes de radiogoniométrie portables.

Ils utilisent des antennes légères et faciles à déployer. Celles-ci sont généralement démontables en petits éléments, éventuellement pliables et transportables dans des housses. Elles peuvent être installées sur un mât ou sur un trépied. Compte tenu de leur faible encombrement et de leur structure allégée, les performances atteintes avec ce type d'antenne sont en générale inférieures à celles des antennes mobiles.

Le tableau ci dessous regroupe les différents systèmes de radiogoniométrie recensés en fonction du type d'antennes utilisés. Pour chaque modèle on précise également le type de traitement utilisé.

Antennes Mobiles				
Constructeur Modèle	Bande de Fréquence	Polarisation	Dimension / Poids	Algorithme
THALES : ANT184A 	Sous gamme 1 : 20MHz - 700MHz Sous gamme 2 : 700MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 0.4m Diamètre : 1.1m 13Kg	Interférométrie
THALES : ANT206 VU-2S 	Sous gamme 1 : 20MHz - 500MHz Sous gamme 2 : 500MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 1.2m Diamètre : 1.6m 17Kg	Interférométrie
MRCM : MRA-3000B 	Sous gamme 1 : 20MHz - 700MHz Sous gamme 2 : 700MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 0.4m Diamètre : 1.1m 15.5Kg	Interférométrie
R&S : PA1555T 	Sous gamme 1 : 20MHz - 200MHz Sous gamme 2 : 200MHz - 1000MHz	Verticale	Hauteur : 0.4m Diamètre : 1.1m 11Kg	Interférométrie
R&S : ADD195 & ADD071 	Sous gamme 1 : 20MHz - 1300MHz Sous gamme 2 : 1300MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 1.6m Diamètre : 1.1m 40Kg	Interférométrie
RDF : DFA-1350E1 	Sous gamme 1 : 174MHz - 520MHz	Verticale	Hauteur : 1.2m Diamètre : 0.2m 8Kg	Adcock
TCI : DF641 	Sous gamme 1 : 20MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 0.7m Diamètre : 1.3m 37Kg	Interferometrie

Antennes Mobiles				
Constructeur Modèle	Bande de Fréquence	Polarisation	Dimension / Poids	Algorithme
R&S : ADD070M 	Sous gamme 1 : 1300MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 0.5m Diamètre : 0.34m 11Kg	Interferometrie
R&S : ADD170 	Sous gamme 1 : 800MHz - 2000MHz	Verticale	Hauteur : 0.36m Diamètre : 0.45m 11Kg	Interferometrie
PLATH : UMA6460 	Sous gamme 1 : 20MHz - 100MHz Sous gamme 2 : 100MHz - 500MHz Sous gamme 3 : 500MHz - 1350MHz	Verticale	Hauteur : 0.5m Diamètre : 1.2m 23Kg	Adcock

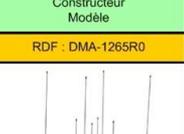
Antennes Portables				
Constructeur Modèle	Bande de Fréquence	Polarisation	Dimension / Poids	Algorithme
RDF : DMA-1265R0 	Sous gamme 1 : 20MHz - 88MHz Sous gamme 2 : 88MHz - 174MHz Sous gamme 3 : 174MHz - 470MHz Sous gamme 4 : 470MHz - 1000MHz	Verticale	Hauteur : 0.7m Diamètre : 0.7m 7Kg	Adcock
CUBIC : MA1316, MA1310, MA3000 	Sous gamme 1 : 20MHz - 200MHz Sous gamme 2 : 200MHz - 1400MHz Sous gamme 3 : 1400MHz - 3000MHz	Verticale	MA1316 Hauteur : 0.42m Diamètre : 0.3m 3Kg MA1310 Hauteur : 0.18m Diamètre : 0.3m 3Kg MA3000 Hauteur : 0.22m Diamètre : 0.3m 4Kg	Adcock Watson Watt
WINRADIO : AX-55D 	Sous gamme 1 : 20MHz - 60MHz Sous gamme 2 : 50MHz - 250MHz Sous gamme 3 : 200MHz - 500MHz Sous gamme 4 : 500MHz - 1000MHz	Verticale	Hauteur : 1.5m Diamètre : 0.4m 5Kg	Adcock
SWRI 	Sous gamme 1 : 30MHz - 3000MHz	Verticale	Hauteur : 0.6m Diamètre : 0.5m 2Kg	Adcock
THALES 	Sous gamme 1 : 30MHz - 500MHz	Verticale	Hauteur : 0.6m Diamètre : 0,23m 13Kg	Adcock

Figure 15 : Etat de l'art des systèmes de radiogoniométrie compacts et tactiques

D'autre part, depuis fin 2007, deux fabricants de systèmes de radiogoniométrie ont dans leur catalogue un système de radiogoniométrie multi polarisations [7-8]. Le tableau ci dessous donne les caractéristiques de ces deux systèmes.

Constructeur Modèle	Bande de Fréquence	Polarisation	Dimension / Poids	Algorithme
TCI : DF643 	Sous gamme 1 : 20MHz - 3000MHz	Verticale et Horizontale	Hauteur : 0.7m Diamètre : 1.3m 37Kg	Interferometrie
R&S : ADD070M 	Sous gamme 1 : 20MHz - 1300MHz	Verticale et Horizontale	Hauteur : 0.3m Diamètre : 1.1m 30Kg	Interferometrie

Figure 16 : Systèmes de radiogoniométrie multi polarisations

Le paragraphe suivant présente les objectifs du travail mené au sein de THALES afin que la société développe et propose un système de radiogoniométrie multi polarisations dans les bandes V-UHF.

II. MOTIVATIONS ET CONTRIBUTIONS DU TRAVAIL DE THESE

II.1 Motivations

Au niveau mondial, les radiogoniomètres, généralement équipés d'antennes à polarisation verticale, sont utilisés pour la localisation d'émetteurs radio. La plupart de ces antennes se composent de plusieurs dipôles verticaux disposés de façon circulaire. Les radiogoniomètres dotés d'antennes à polarisation verticale ne sont donc pas en mesure de relever des signaux à polarisation horizontale, puisque les orientations des champs électriques sont orthogonaux.

D'autres part, un signal émis en polarisation verticale subit, lors de sa propagation, des modifications et dépolarisations dues aux divers obstacles qu'il peut rencontrer sur son trajet. Ceci est d'autant plus vrai lors de radiogoniométrie en milieu urbain. C'est pourquoi, l'utilisation de systèmes de radiogoniométrie capables de détecter des signaux en polarisation verticale et/ou horizontale devient indispensable.

De plus, ces dernières années, à cause de l'essor des systèmes de communications à diversité de polarisation, la demande de certains clients de pouvoir détecter et localiser les émissions en polarisation horizontale est en forte croissance. C'est pourquoi, la société THALES Communications a décidé de mener cette étude pour pouvoir maintenir son rôle et son statut d'entreprise innovante dans les systèmes d'informations critiques pour la défense, l'aéronautique, et la sécurité civile. Cette démarche lui permettra de rester un des leaders mondiaux dans ces domaines d'activité et de répondre aux attentes de ses clients.

II.2 Contributions du travail de thèse

Comme nous l'avons déjà mentionné dans les paragraphes précédents, l'objectif de ce travail est de mettre au point des systèmes de goniométrie de signaux radioélectriques applicables pour des systèmes de Guerre Electronique (GE) et de Contrôle Du Spectre (CDS). Tous ces produits nécessitent des systèmes de réception composés d'antennes et de récepteurs. Dans ce contexte, le domaine scientifique de mes travaux est celui des antennes et du traitement d'antenne qui servent à écouter et analyser le spectre radioélectrique.

Ma mission a été de contribuer à la mutation des systèmes de goniométrie existant afin de les rendre opérationnels vis à vis des signaux à polarisations diverses.

L'objectif de ce travail est d'étudier et de réaliser un système antenne de goniométrie multi polarisation pouvant fonctionner au moins en polarisation verticale et horizontale sur la bande 30MHz – 3000MHz avec un encombrement réduit.

Les différents points suivants constituent le cahier des charges de l'étude réalisée.

II.2.1 Cahier des charges

- **Applications :**

Ce système antenne devra pouvoir être utilisable aussi bien pour des applications de Guerre Electronique (GE) que pour des applications de Contrôle Du Spectre (CDS).

- **Encombrement :**

L'encombrement visé est celui de l'antenne ANT184 de THALES (Annexe 1). C'est à dire une antenne de diamètre 1,1m et de hauteur 380mm pour un poids de 13kg.

- **Multi Polarisations**

Le système antenne devra être capable de traiter au moins les polarisations linéaires verticale et horizontale. La possibilité de pouvoir traiter des polarisations autres que les polarisations linéaires verticale et horizontale pourra être envisagée via le traitement d'antenne.

- **Performances :**

Les performances visées sont celles d'une antenne ANT184 en polarisation verticale (Annexe 1).

Pour les calculs de sensibilité, on conviendra que le goniomètre (récepteur, commutateur, câbles, etc..) présente à l'entrée du système antennaire un facteur de bruit équivalent compris entre 8 et 12dB de 30MHz à 3000MHz (figure 17).

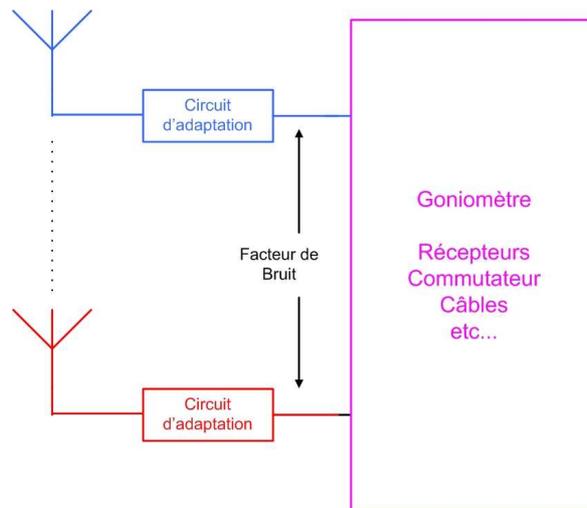


Figure 17 : Facteur de bruit ramené au niveau de l'antenne

- **Intégration et calibration**

L'étude de l'antenne de radiogoniométrie devra prendre en compte les problématiques d'intégration et de calibration des antennes lorsqu'elles sont placées dans un environnement perturbant tel un porteur, un mât, etc....

De ce cahier des charges, on distingue les trois grands axes d'étude de ce travail :

- Les antennes
- Le traitement d'antenne
- L'étalonnage et l'intégration du système antennaire

II.2.2 Démarche de l'étude

Le déroulement de cette étude suit les principales étapes rencontrées dans tous les projets de recherche et de développement :

- Etude bibliographique et état de l'art des antennes et des systèmes antennaires de radiogoniométrie large bande: le but est de mettre en évidence les types d'antennes pouvant convenir aux applications de radiogoniométrie dans le but de réaliser un ou plusieurs systèmes compacts.
- Etude par simulation électromagnétique des antennes élémentaires (utilisation conjointe des moyens de simulation de THALES Communications et de l'Université de Limoges).
- Mise en réseau de N antennes et association avec un algorithme de goniométrie pour estimer les performances finales.
- Développement et réalisation des prototypes d'antenne. Mesures des différents types d'antennes élémentaires et des réseaux complets en utilisant conjointement les moyens de mesures de THALES Communications et de l'Université de Limoges. (Annexe 2)

L'état de l'art ayant été présenté dans ce chapitre, nous étudions dans le chapitre suivant, les performances de goniométrie de différents types de réseaux d'antennes, obtenues par l'utilisation de résultats de simulation électromagnétique.

CHAPITRE 2
PERFORMANCES DE L'ESTIMATION DES
ANGLES D'ARRIVEE

SOMMAIRE DU CHAPITRE 2

I. Introduction	63
II. Définition et calcul de la Borne de Cramer-Rao	64
III. BCR de systèmes de radiogoniométrie complexes	67
III.1 Calcul du Steering Vector par simulation Electromagnétique	67
III.2 Application au réseau circulaire uniforme	69
IV. Performances en fonction du type d'antennes	71
IV.1 Réseaux sans mât	72
IV.2 Réseau avec mât	74
V. Performances en fonction du nombre d'antennes	78
VI. BCR de réseaux d'antennes à diversité de polarisation	81
VI.1 BCR d'un réseau multi polarisations	81
VI.2 Performances d'un réseau à diversité de polarisation	84

I. INTRODUCTION

Pour définir un traitement d'antenne associé à un réseau d'antennes de radiogoniométrie, il est souvent utile d'avoir une idée à priori des limites de précision pouvant être atteintes, telles qu'elles peuvent être calculées par le théorème de Cramer-Rao .

D'une façon générale, la borne de Cramer-Rao permet de fixer une limite inférieure à la précision qu'il est possible d'atteindre dans l'estimation d'un ou de plusieurs paramètres, sur la base d'une observation de distribution statistique connue.

Le calcul de cette borne en traitement du signal et particulièrement en radiogoniométrie, est souvent intéressant :

- Dans des problèmes théoriques, pour s'assurer qu'un estimateur est de variance minimale ou bien qu'au contraire il y a place pour des améliorations.

- Dans les applications pratiques où il s'agit de concevoir un système devant répondre à des spécifications. Il s'agit alors de s'assurer que les performances demandées ne sont pas à priori hors d'atteinte avec les observations envisagées, ou de dimensionner le réseau d'antennes pour répondre au cahier des charges.

Après avoir défini la borne de Cramer-Rao de la précision de radiogoniométrie et son mode de calcul dans un contexte mono source, l'objectif de cette partie est de présenter les avantages liés au couplage du calcul de la borne de Cramer-Rao (BCR) avec un logiciel de simulation électromagnétique permettant de prendre en compte les éléments perturbateurs liés au réseau d'antennes et à sa structure.

Dans un second temps, on présente la comparaison des performances de goniométrie en fonction du type de réseau utilisé :

- Dans le cas d'un réseau constitué uniquement d'antennes omnidirectionnelles
- Dans le cas d'un réseau constitué uniquement d'antennes directives,
- Dans le cas d'un réseau constitué d'antennes en polarisation verticale et horizontale.

Cette étude analyse en particulier l'influence du nombre de capteurs sur les performances de goniométrie, ainsi que l'impact d'éléments perturbateurs.

II. DEFINITION ET CALCUL DE LA BORNE DE CRAMER-RAO

Dans une application de radiogoniométrie, nous considérons un modèle mono source en espace libre. Le modèle d'observation, pour les K acquisitions temporelles des signaux reçus par N antennes dus à une source bande étroite à une fréquence ω_0 , s'écrit [9]:

$$X_k = da_k + n_k \quad \text{avec} \quad k = 1 \dots K \quad (32)$$

$[X_k]$ est l'observation à l'instant k . Le terme a_k est le k -ième échantillon de l'amplitude complexe du signal de la source pris par rapport à la référence. Les amplitudes complexes sont ici traitées comme des quantités déterministes de valeurs inconnues. Le vecteur direction : $\mathbf{d}(\theta) = [g_1(\theta) \cdot \exp\{j \cdot \omega_0 \tau_1(\theta)\}, \dots, g_N(\theta) \cdot \exp\{j \cdot \omega_0 \tau_N(\theta)\}]^T$ (« steering vector ») donne les réponses du réseau dans la direction angulaire de la source, θ .

Les N réponses complexes en gain et phase des éléments donnés par $\mathbf{g}_n(\theta)$ sont des fonctions de θ , ($\mathbf{g}_n(\theta) = \mathbf{M}_n(\theta) \cdot \exp(j \cdot \varphi_n(\theta))$). La valeur $\tau_n(\theta)$ correspond au retard de propagation entre le point de référence et le n -ième élément pour un signal d'incidence θ . Le bruit additif $\{n_k; k=1 \dots K\}$ est une variable complexe gaussienne indépendante et identiquement distribuée, de moyenne nulle et de matrice de covariance $\sigma^2 \mathbf{I}$.

La borne de Cramer-Rao des directions d'arrivée de signaux pour une source [9], c'est à dire la variance limite de mesure de θ , s'écrit pour un système quelconque. (Détail du calcul en annexe 3)

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2 \cdot K \cdot RSB} \frac{1}{\left(\|d'\|^2 - \frac{|d'^T d|^2}{\|d\|^2} \right)} \quad (33)$$

Avec RSB : le Rapport Signal sur Bruit du système, et d' : la dérivée par rapport à θ du vecteur direction décrit ci dessus.

Le terme entre parenthèses au dénominateur, traduit l'effet de la géométrie du réseau sur cette précision, et tient compte en théorie, de tous les éléments perturbateurs du réseau d'antennes (réflexion, diffraction, couplage, etc...).

De plus en moyennant sur les « P » angles θ (360° pour un pas de 1°), on déduit l'écart type de la mesure de l'azimut par :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \sigma_{\theta}^2(\theta_i)} \tag{34}$$

L'annexe 4 donne le détail des calculs théoriques des expressions des bornes de Cramer Rao dans le cas d'un réseau linéaire (uniforme ou non) et circulaire uniforme.

<p>Réseau Linéaire non uniforme λ : longueur d'onde</p>	$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{2NK.RSB} \frac{\lambda^2}{4\pi^2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_n^2 - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{n=1}^N d_n \right)^2 \right) \sin^2(\theta)}$
<p>Réseau Linéaire uniforme λ : longueur d'onde D : diamètre</p>	$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{2.N.K.RSB} \frac{3\lambda^2}{\pi^2 L^2 \sin^2(\theta)} \quad L^2 = (N^2 - 1)D^2$
<p>Réseau Circulaire uniforme λ : longueur d'onde R : rayon</p>	$\sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{K.N.RSB} \frac{\lambda^2}{\pi^2 (2R)^2}$

Figure 18 : Formules théoriques de la BCR de différents types de réseaux

On voit à partir de ces formules, que la performance de la BCR dépend du RSB (pour $K=1$) ainsi que du rapport liant la longueur d'onde aux dimensions du réseau. Ce rapport ne doit cependant pas être trop important de manière à ne pas engendrer de phénomènes d'ambiguïtés.

Dans la relation (33), on tient compte théoriquement de tous les paramètres influençant les diagrammes de rayonnement des antennes (couplage, réflexions et diffraction sur la structure porteuse, masquage de mât, ondes rampantes, résonance etc...) par l'intermédiaire du vecteur « d ». Or, en pratique, lorsqu'on calcule la BCR pour un réseau particulier, comme nous l'avons fait en annexe 4, ou comme il est souvent fait dans la littérature [10-11], on considère un cas idéal où les réseaux sont composés d'éléments parfaitement omnidirectionnels car il est difficile de prendre en compte théoriquement les phénomènes perturbateurs.

Cependant, il est rare dans des applications de radiogoniométrie que les diagrammes de rayonnement soient constants sur des bandes de fréquences très larges, ou que les couplages entre antennes soient faibles ou bien que la structure porteuse n'affecte pas les antennes.

C'est pourquoi le paragraphe suivant va montrer comment l'utilisation d'un logiciel de simulation électromagnétique peut permettre d'évaluer la contribution des éléments perturbateurs pour calculer une borne de Cramer-Rao plus réaliste.

III. BCR DE SYSTEMES DE RADIOGONIOMETRIE COMPLEXES

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le terme au dénominateur de la borne de Cramer-Rao, traduit l'effet de la géométrie du réseau sur la limite de précision, et tient compte en théorie, de tous les éléments perturbateurs du réseau d'antennes (réflexion, diffraction, couplage, etc....).

L'utilisation d'un logiciel de simulation électromagnétique permet de déterminer les vecteurs \mathbf{d} du système antennaire et ainsi de calculer le terme au dénominateur en tenant compte de certains phénomènes perturbateurs. On peut ainsi déterminer la borne de Cramer-Rao des directions d'arrivée adaptée à chaque configuration de système antennaire en tenant compte par exemple de la structure porteuse [12].

III.1 Calcul du Steering Vector par simulation Electromagnétique

Le logiciel de simulation électromagnétique utilisé pour calculer le vecteur direction est le logiciel FEKO [13] de EMSS (ElectroMagnetic Software and Systems). Comme beaucoup de logiciels de simulation électromagnétique, FEKO permet de simuler des systèmes antennaires complexes modélisables en trois dimensions en réalisant un maillage de structure (Annexe 5).

A l'aide de FEKO, nous pouvons décrire la structure antennaire de goniométrie complète ainsi que les différents éléments perturbateurs à proximité du réseau d'antennes. Nous plaçons alors des sources ponctuelles de signaux tout autour du réseau d'antennes à l'aide d'un front d'onde, pour les différentes fréquences considérées par le réseau de goniométrie et dans la polarisation souhaitée. La figure 19 montre un exemple de sources disposées avec un pas de 1° autour d'un réseau de dipôles.

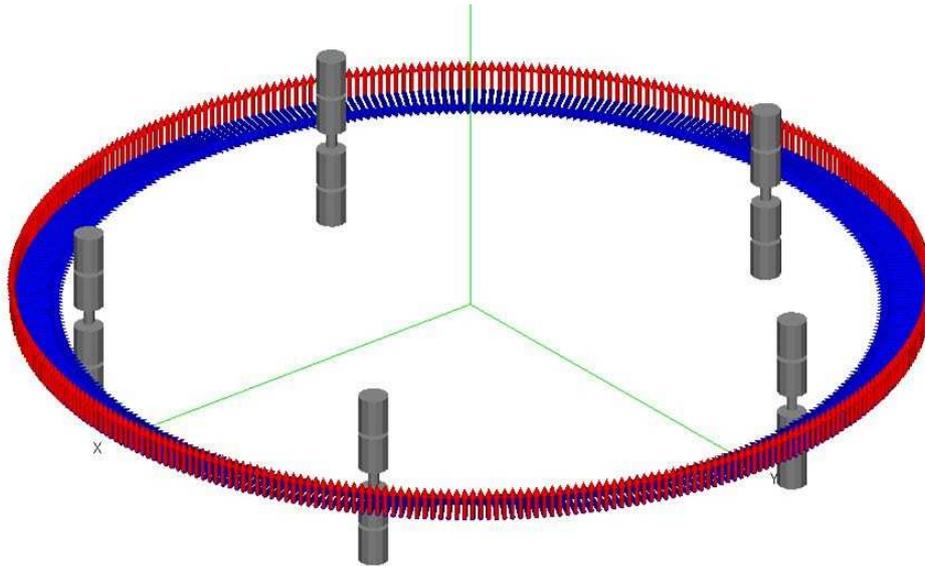


Figure 19 : Exemple de réseau d'antennes omnidirectionnelles excitées par des sources ponctuelles en champ lointain espacées de 1°

Par simulation électromagnétique, on obtient pour toutes les directions θ , les courants en module et phase sur chaque antenne du réseau de goniométrie. Des valeurs des courants, on obtient directement la réponse du réseau d'antenne à un signal dans une direction donnée, c'est à dire les vecteurs directions \mathbf{d} pour une direction d'arrivée θ .

Ces réponses d'antennes tiennent compte de la géométrie du réseau, des diagrammes de rayonnement des antennes et de tous les éléments pouvant perturber le réseau : couplage (constructif ou destructif), réflexions, diffractions, résonances etc....On peut ainsi calculer la BCR réaliste, c'est à dire tenant compte de l'environnement du réseau.

Pour illustrer l'intérêt de l'utilisation d'un logiciel de simulation électromagnétique dans le calcul de la BCR, nous avons pris l'exemple d'un réseau circulaire uniforme dans le paragraphe suivant.

III.2 Application au réseau circulaire uniforme

Si on considère un réseau de rayon 125mm constitué de 5 dipôles sur la bande 500-3000MHz, on peut comparer les BCR obtenues dans : le cas idéal, le cas où les vecteurs directions sont déterminés à l'aide d'un logiciel de simulation EM et le cas où les réponses d'antennes sont obtenues par mesures (figure 20). On prendra des dipôles de longueur 100mm et de diamètre 18mm.

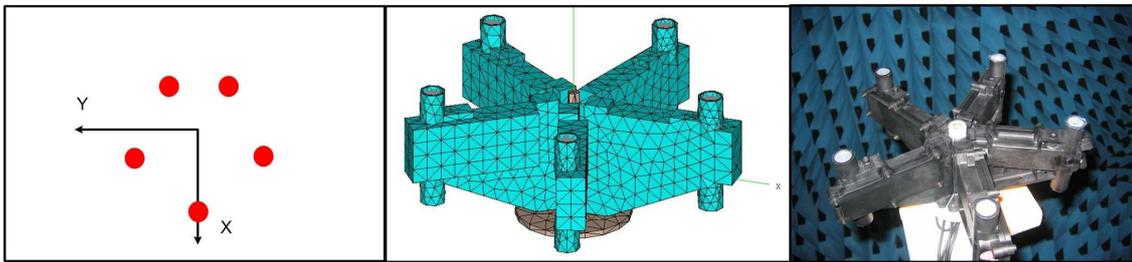


Figure 20 : Comparaison des 3 configurations de calcul

La figure 21 montre les écarts types sur l'estimation de θ obtenus par les 3 méthodes de calculs pour un RSB de 5dB.

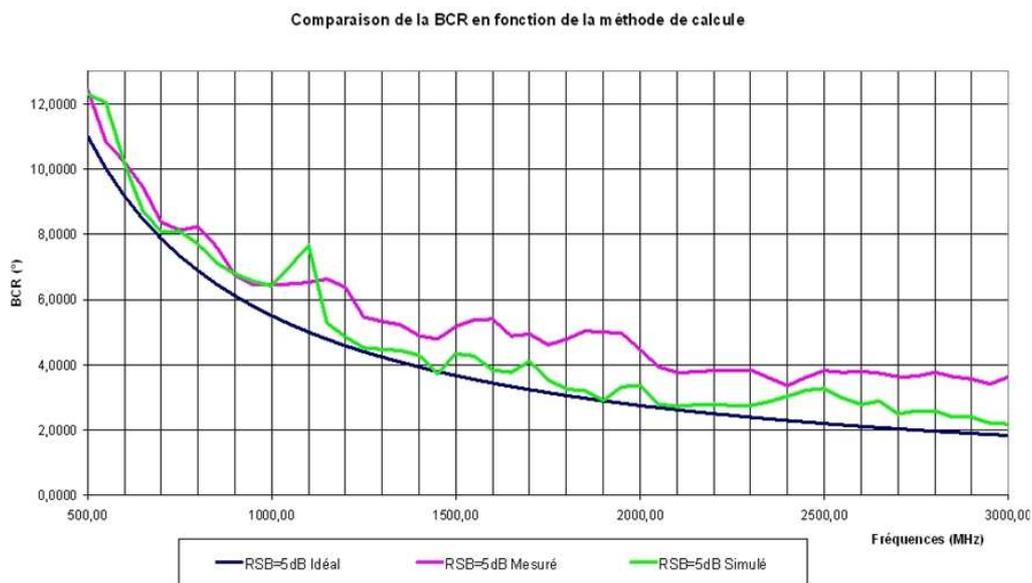


Figure 21 : Comparaison des BCR théoriques, simulées et mesurées d'un réseau circulaire uniforme.

On constate que la BCR idéale est bien meilleure que la BCR obtenue à partir de réponses d'antennes mesurées, ce qui est normal puisque la BCR idéale ne tient pas compte des éléments perturbateurs. En revanche, la BCR obtenue par simulation électromagnétique est bien plus proche de celle mesurée puisqu'on prend en compte lors de la simulation, des phénomènes qui viennent modifier les performances des éléments rayonnants.

La borne de Cramer Rao calculée à partir de simulations électromagnétiques donne donc un résultat plus réaliste que celle classiquement calculée dans le cas idéal.

IV. PERFORMANCES EN FONCTION DU TYPE D'ANTENNES

Comme nous l'avons vu précédemment, nous pouvons calculer des bornes de Cramer Rao sur la précision de goniométrie, plus réalistes en modélisant et simulant le réseau d'antennes dans son environnement et en tenant compte du type d'antenne utilisé à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique. Dans cette optique, et dans le but de déterminer quel type d'antennes (omnidirectionnelles ou directives) conviendrait le mieux à notre système antennaire multi polarisation, nous allons donc comparer la BCR :

- Pour un réseau d'antennes omnidirectionnelles de rayon 0.2m composé de 5 dipôles de longueur 100mm et de diamètre 18mm sur la bande 500MHz – 3000MHz.

- Pour un réseau d'antennes directives de rayon 0.2m composé de 5 dipôles de longueur 100mm et de diamètre 18mm avec un plan réflecteur de 200mm x 200mm placé 30mm derrière le dipôle sur la bande 500MHz – 3000MHz.

Les deux réseaux représentés en figure 22 ont un encombrement équivalent puisque le diamètre total ne dépasse pas 0,4m.

De plus, pour pouvoir estimer plus précisément l'influence du choix du type d'antenne, nous allons rajouter aux deux configurations un élément perturbateur, ici un mât, pour estimer l'impact de celui-ci sur la BCR.

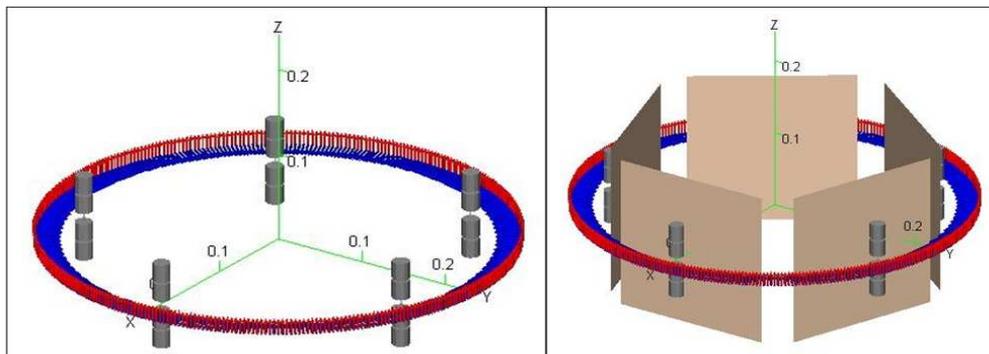


Figure 22 : Réseau de dipôles omnidirectionnels et de dipôles avec plan réflecteur sans mat

IV.1 Réseaux sans mât

Pour estimer les performances des deux réseaux d'antennes de diamètre 400mm, nous allons calculer plusieurs paramètres caractéristiques des performances de goniométrie représentés sur les figures 23 à 25 :

- L'écart type sur l'estimation de θ pour un RSB de 10dB
- La susceptibilité du réseau calculée en utilisant un algorithme de corrélation vectorielle
- Le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS avec un algorithme de corrélation vectorielle

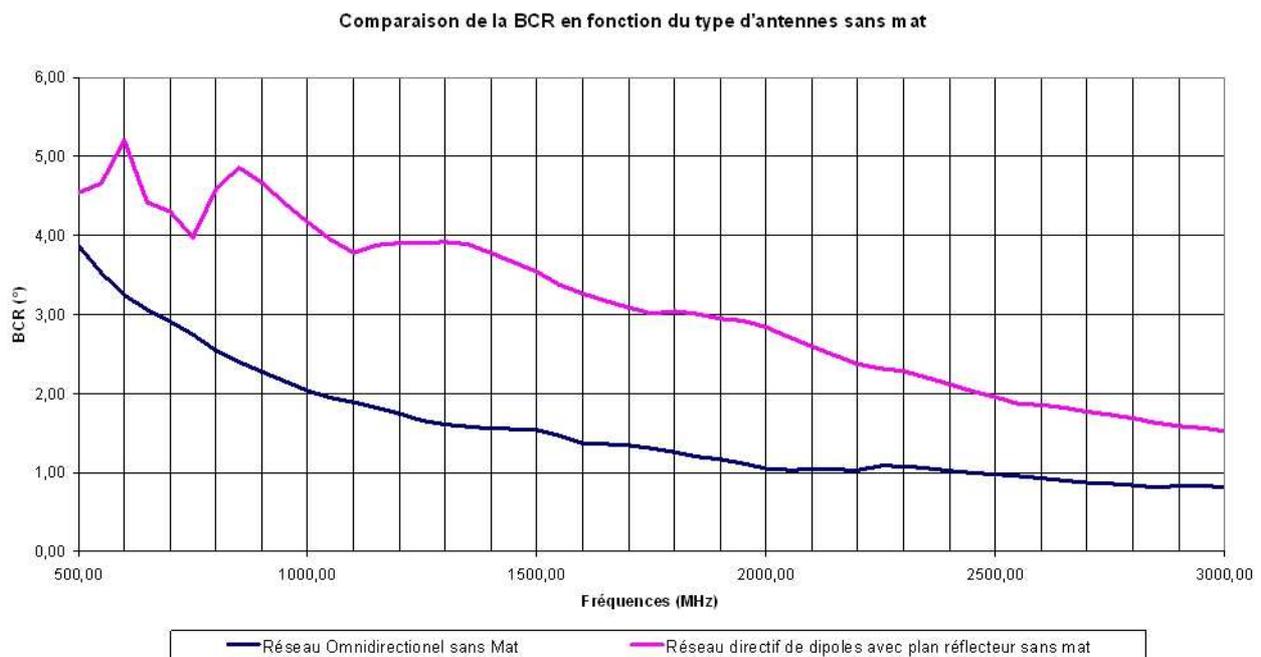


Figure 23 : BCR en fonction du type de réseau d'antennes

Sur la figure 23 on s'aperçoit que l'on obtient une meilleure BCR lorsqu'on utilise le réseau d'antennes omnidirectionnelles. Cependant, en analysant les courbes de susceptibilité (figure 24), on se rend compte que le réseau d'antennes directives présente moins de risques aux ambiguïtés que le réseau d'antennes omnidirectionnelles. En pratique, on considère que la protection aux ambiguïtés est suffisante lorsque la susceptibilité est supérieure à 0.8db pour un algorithme donné.

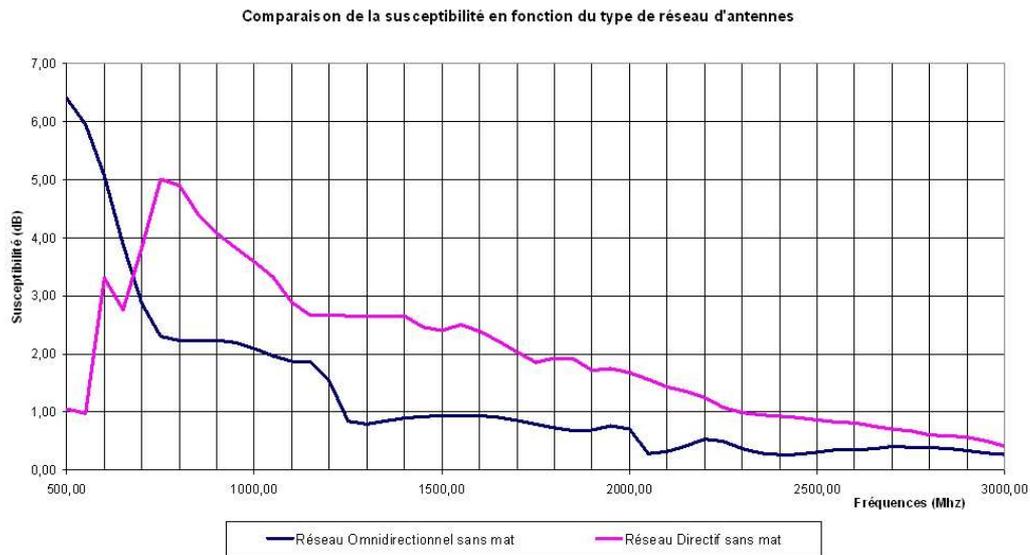


Figure 24 : Susceptibilité en fonction du type de réseau d'antennes

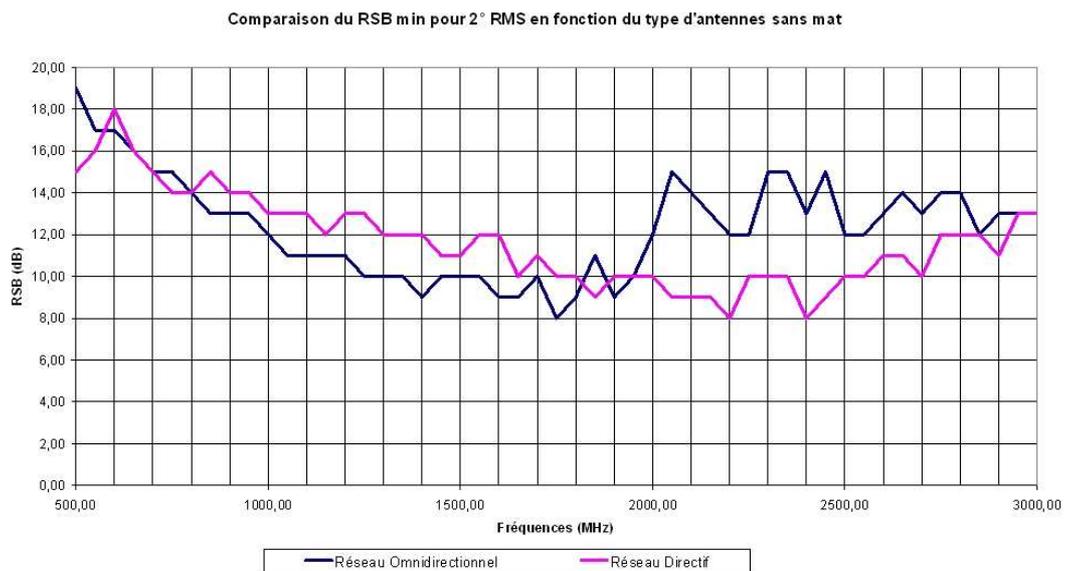


Figure 25 : RSB min pour 2° RMS en fonction du type de réseau d'antennes

Les résultats de la figure 24 montrent que la protection aux ambiguïtés est assurée jusqu'à 2500MHz avec le réseau d'antennes directives, alors qu'elle n'est assurée que jusqu'à 1800MHz avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles. Cela se traduit directement sur la courbe de la figure 25 reportant les valeurs de RSB minimal pour atteindre 2° d'erreur RMS, où on s'aperçoit qu'à partir de ces fréquences le RSB augmente au lieu de diminuer. On en déduit donc que le réseau d'antennes directives est moins ambigu que le réseau d'antennes omnidirectionnelles et qu'il permet de minimiser le RSB nécessaire à une erreur RMS inférieure à 2°.

IV.2 Réseau avec mât

Pour compléter l'étude précédente et estimer l'intérêt d'un type d'antennes par rapport à un autre, nous avons dans cette partie, ajouté un élément perturbateur à la structure : un mât métallique dont nous avons fait varier le diamètre de 100mm à 300mm. Cette analyse permet également d'estimer quelle configuration est la plus robuste vis à vis des conditions d'installation. La figure suivante représente les deux types de réseaux simulés sous FEKO avec différents diamètres de mât.

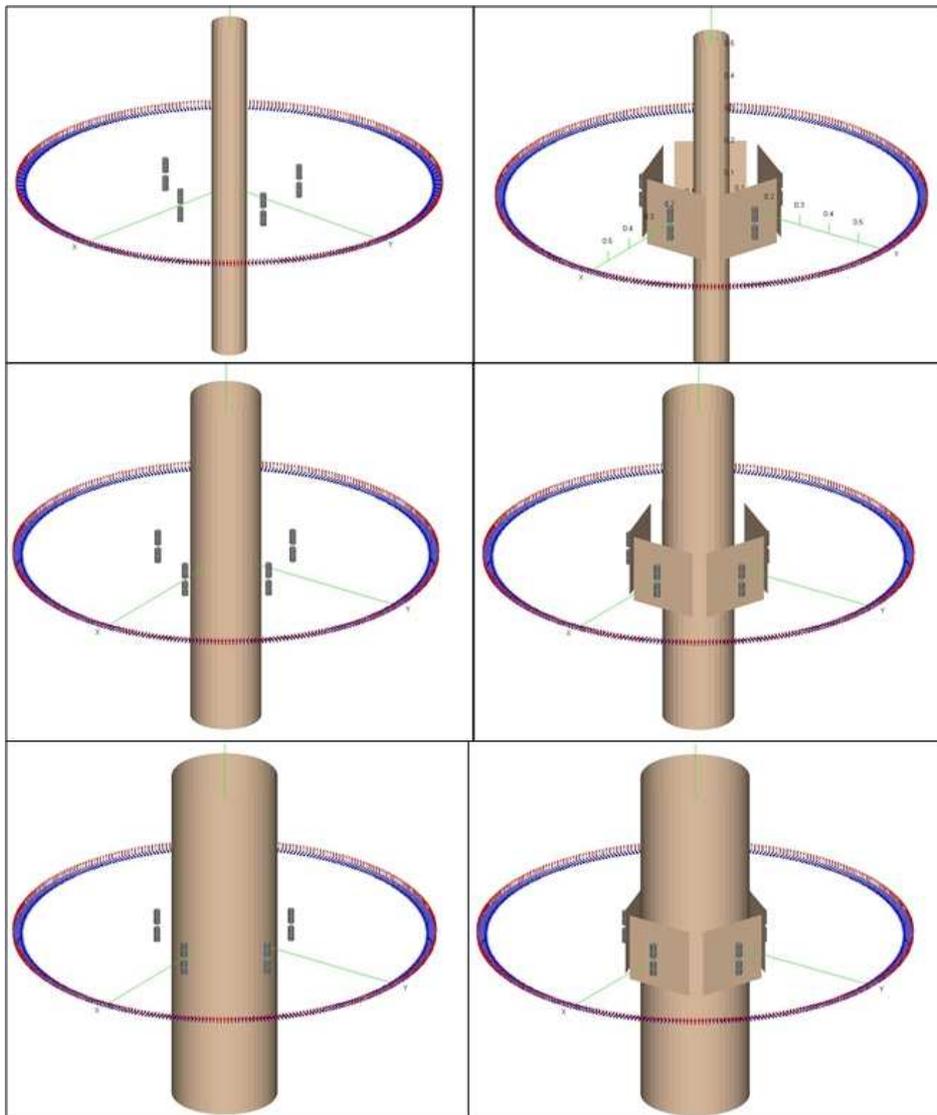


Figure 26 : Réseau de dipôles omnidirectionnels et de dipôles avec réflecteur avec mât

Comme dans le paragraphe précédent, nous avons calculé, en fonction des diverses configurations :

- L'écart type sur l'estimation de θ pour un RSB de 10dB
- La susceptibilité du réseau calculée en utilisant un algorithme de corrélation vectorielle
- Le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS avec un algorithme de corrélation vectorielle

Ces valeurs sont représentées sur les figures 27 à 29.

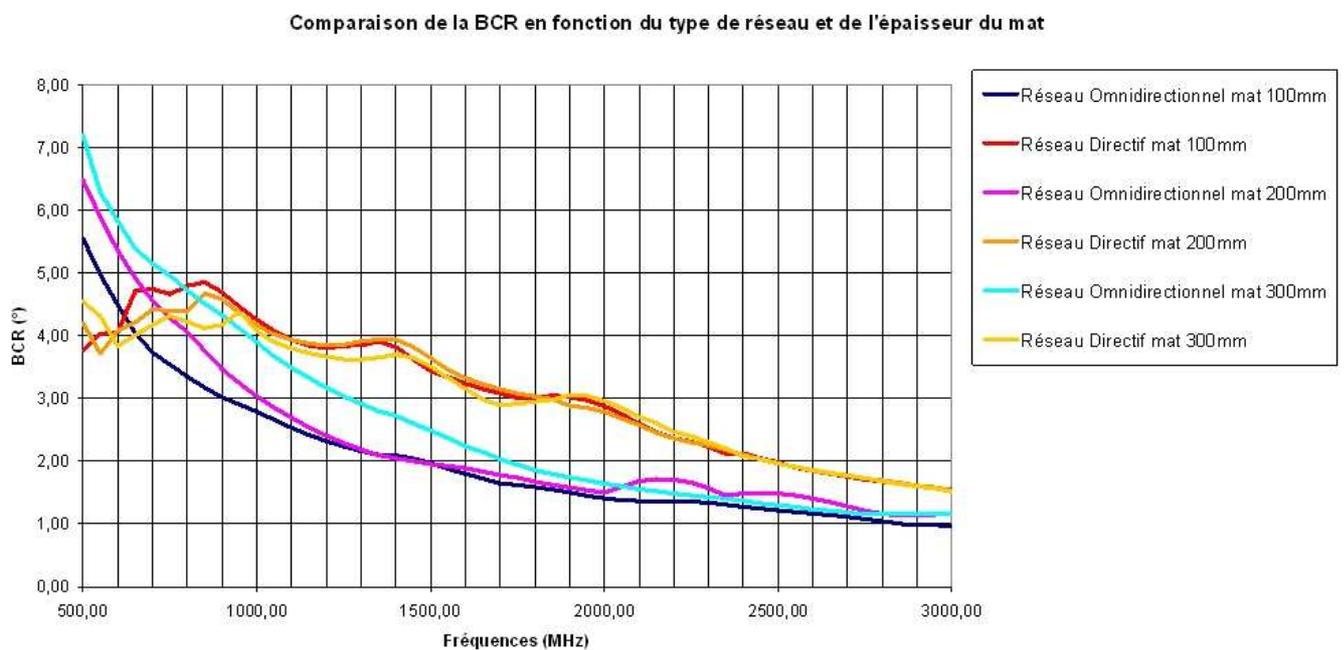


Figure 27 : Comparaison de la BCR en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat

En analysant les résultats, on s'aperçoit que la BCR du réseau d'antennes directives est beaucoup moins perturbée que celle du réseau d'antennes omnidirectionnelles. En effet, plus le diamètre du mât augmente, plus le réseau d'antennes omnidirectionnelles est perturbé. En revanche, la BCR du réseau d'antennes directives reste quasiment inchangée sur toute la bande.

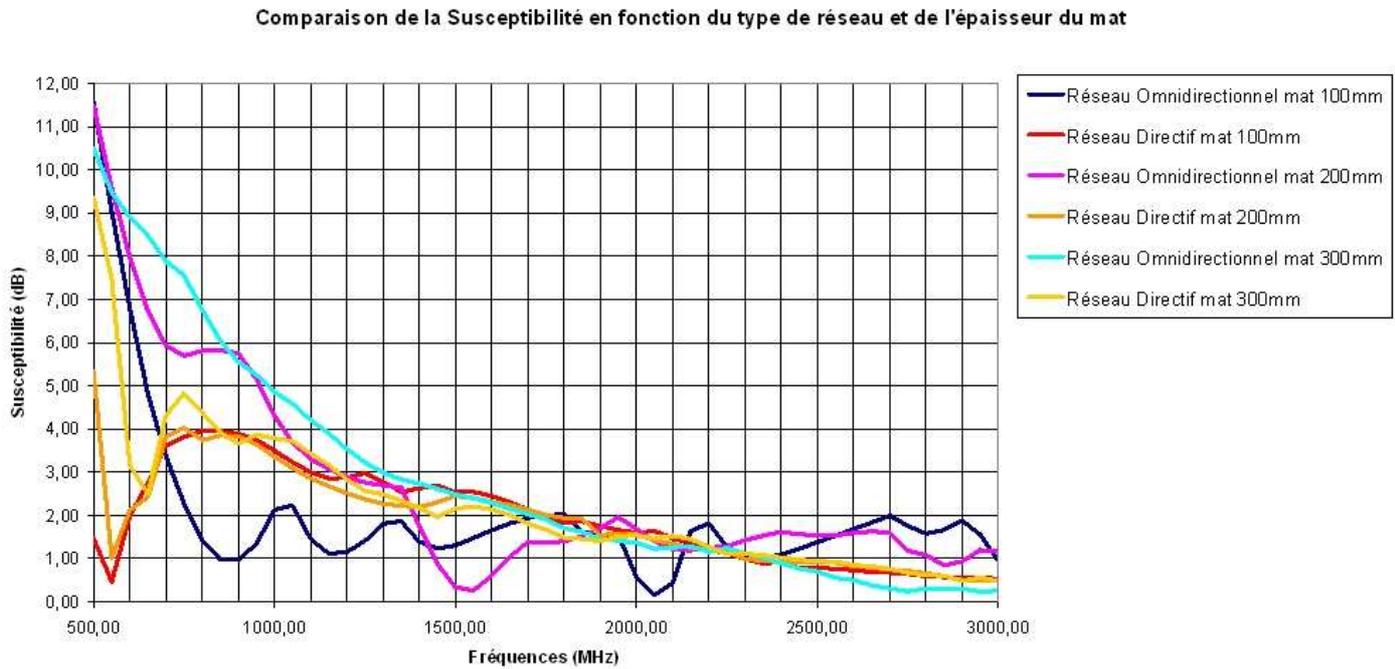


Figure 28 : Comparaison de la susceptibilité en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat

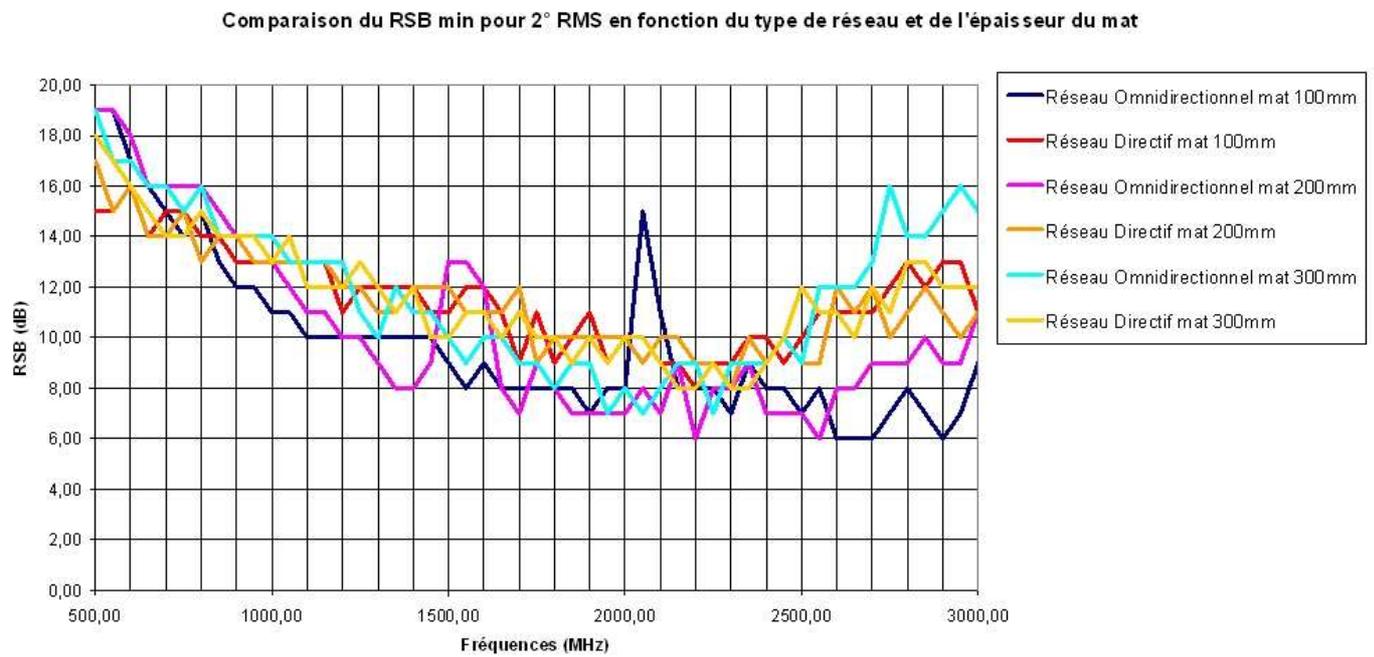


Figure 29 : Comparaison du RSB min pour 2 d'erreur RMS en fonction du type la configuration du réseau et de l'épaisseur du mat

La figure 28 montre que la susceptibilité du réseau d'antennes directives reste inchangée sur la bande 900MHz – 3000MHz, et qu'elle s'améliore sur la bande 500MHz – 900MHz lorsque le diamètre du mât augmente. Ceci est dû au fait que le mât vient renforcer la directivité du diagramme de rayonnement des antennes directives. Ce phénomène s'observe également sur le réseau d'antennes omnidirectionnelles où la susceptibilité s'améliore sur la bande 500MHz – 2000MHz. En revanche, pour les fréquences supérieures, la susceptibilité se dégrade avec l'augmentation du diamètre du mât. Ceci se traduit directement sur les courbes de RSB minimal en figure 29. En effet, pour le réseau d'antennes directives, le RSB nécessaire ne varie quasiment pas. Par contre, avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles, il est fortement dégradé au delà de 2000MHz avec de brusques remontées pour certaines fréquences, correspondant à une très faible susceptibilité.

Le réseau d'antennes directives semble donc plus propice pour optimiser les performances de goniométrie. En effet, même si sa BCR est légèrement supérieure, à diamètre équivalent, il est moins ambiguë que le réseau d'antennes omnidirectionnelles, ce qui lui assure un RSB nécessaire pour obtenir 2° d'erreur RMS inférieur à celui du réseau omnidirectionnel sur une majeure partie de la bande de fréquence. De plus, lorsque le réseau d'antennes directives est soumis à des éléments perturbateurs (comme par exemple un mât), les performances ne sont quasiment pas dégradées quelque soit le diamètre du mât, alors que le réseau d'antennes omnidirectionnelles voit ses performances amoindries avec l'augmentation du diamètre du mât.

V. PERFORMANCES EN FONCTION DU NOMBRE D'ANTENNES

L'objectif de cette partie est de comparer les performances d'un réseau d'antennes omnidirectionnelles et directives en fonction du nombre d'antennes. Pour cela nous allons comparer la BCR pour un RSB de 10dB, la susceptibilité par corrélation vectorielle et le RSB minimal pour 2° d'erreur RMS par corrélation vectorielle dans les cas suivant :

- Pour un réseau d'antennes omnidirectionnelles de rayon 0.35m composé de 5, 7 et 9 dipôles de longueur 100mm et de diamètre 18mm sur la bande 500MHz – 3000MHz.

- Pour un réseau d'antennes directives de rayon 0.35m composé de 5, 7 et 9 dipôles de longueur 100mm et de diamètre 18mm avec un plan réflecteur de 200mm x 200mm placé 30mm derrière le dipôle sur la bande 500MHz – 3000MHz.

Les courbes 30 à 32 illustrent les résultats.

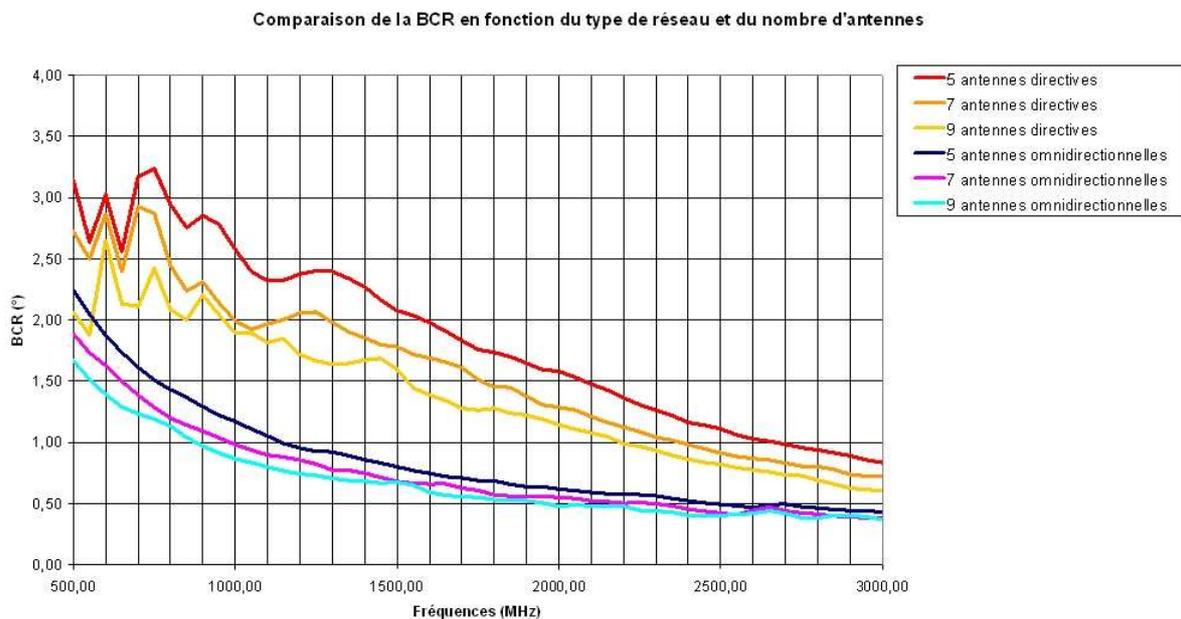


Figure 30 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes

La formule de la BCR étant inversement proportionnelle au nombre d'antennes, il est normal de voir sur la figure 30, la BCR s'améliorer quand le nombre d'antennes augmente. D'autre part, comme nous l'avons déjà vu dans les exemples précédents, la BCR d'un réseau d'antennes omnidirectionnelles est légèrement meilleure que celle du réseau directif.

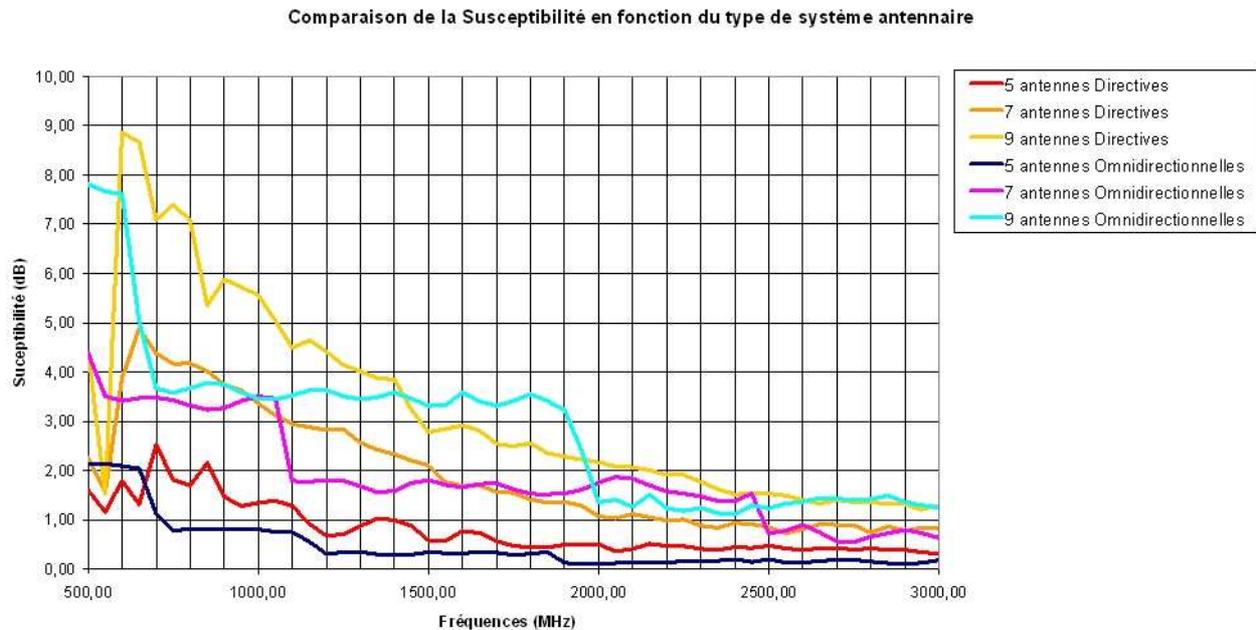


Figure 31 : Comparaison de la susceptibilité en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes

En analysant les courbes de susceptibilité (figure 31), on s'aperçoit que pour un nombre d'antennes faible, le réseau de 5 antennes est ambigu à partir de 800MHz pour le réseau d'antennes omnidirectionnelles et de 1100MHz pour le réseau d'antennes directives. En revanche, plus le nombre d'antennes augmente, moins les réseaux sont ambigus, avec des protections aux ambiguïtés équivalentes quelque soit le type de réseau.

Ceci se traduit en figure 32, sur le RSB minimal (pour obtenir 2° d'erreur RMS). En effet, pour des réseaux à 5 antennes, le réseau d'antennes directives est plus performant que les réseaux d'antennes omnidirectionnelles. Mais lorsque l'on augmente le nombre d'antennes, les performances des deux réseaux semblent converger.

Par conséquent, pour un diamètre donné, si un réseau antennaire est en limite d'ambiguïté, une solution simple pour se protéger des ambiguïtés est d'augmenter le nombre d'antennes. Si cette solution n'est pas envisageable, il est préférable d'utiliser un réseau d'antennes directives pour optimiser les performances de goniométrie.

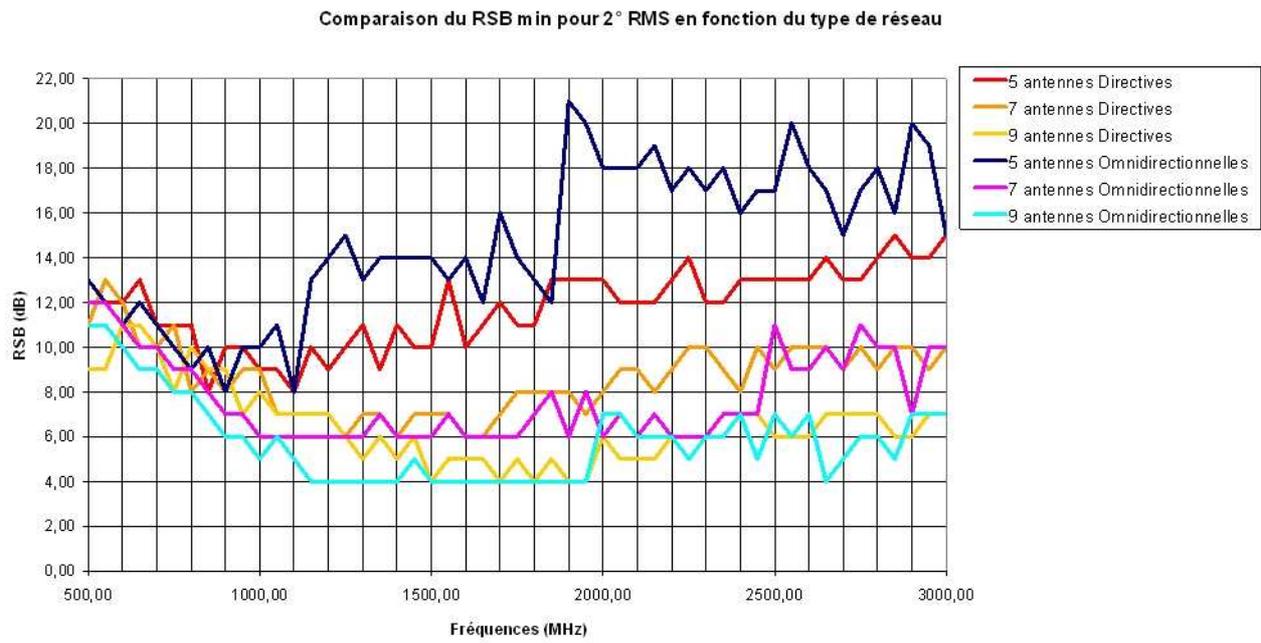


Figure 32 : Comparaison du RSB min pour 2° d'erreur RMS en fonction du type de réseau et du nombre d'antennes

VI. BCR DE RESEAUX D'ANTENNES A DIVERSITE DE POLARISATION

VI.1 BCR d'un réseau multi polarisations

Dans cette partie, nous considérons un cas mono source pour un réseau constitué de N emplacements avec deux types de capteurs par emplacement. Afin de pouvoir évaluer l'intérêt de ce type de réseau vis à vis d'un réseau géométriquement identique avec un capteur par emplacement, on se situe dans les hypothèses suivantes :

- Le modèle du signal utilisé est le suivant :

$$x(t) = a.s(t) + b(t) \quad (35)$$

- Les positions des antennes (x_i, y_i) sont définies par rapport au barycentre du réseau.
- La matrice de corrélation du bruit est égale à $\sigma^2 I$ avec I matrice identité de rang $2N$.
- Les deux types d'antennes possèdent des polarisations orthogonales dans les directions d'intérêt et des sensibilités identiques.

$$H^* H = g I_2 \quad (36)$$

avec :

$$g = |H_{eff1}^T u_\varphi|^2 + |H_{eff1}^T u_\theta|^2 = |H_{eff2}^T u_\varphi|^2 + |H_{eff2}^T u_\theta|^2 \quad (37)$$

et

$$H_i = \begin{bmatrix} H_{eff1,i}^T \\ H_{eff2,i}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -u_{\varphi_i} & -u_{\theta_i} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$H_{eff,i}$ désignant la hauteur efficace complexe de chaque type d'antenne pour la $i^{\text{ème}}$ source, et la polarisation de la source étant représentée par le vecteur de Jones normalisé « \mathbf{p} ». Le steering

vector « \mathbf{a}^g » est défini pour un réseau de géométrie identique, sans diversité, et avec des capteurs semblables par (\otimes : produit de Schur Hadamard) :

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{a}_i^g \otimes (H_i \mathbf{p}_i) \quad (39)$$

Si l'estimation de la direction d'arrivée est uniquement effectuée sur l'angle d'azimut « θ » et que le vecteur polarisation « \mathbf{p} » est paramétré par les angles « φ » et « τ », les paramètres à estimer sont donnés par le vecteur $[\theta, \varphi, \tau, \sigma_s^2, \sigma^2]$ avec $\sigma_s^2 = E[\mathbf{s}(\mathbf{t})\mathbf{s}^*(\mathbf{t})]$.

En regroupant les paramètres selon deux vecteurs $\alpha = [\theta, \varphi, \tau]$ et $\beta = [\sigma_s^2, \sigma^2]$, il est possible de partitionner la matrice d'information de Fisher (définie en annexe 3) comme suit :

$$F = \begin{bmatrix} F_{\alpha\alpha} & F_{\alpha\beta} \\ F_{\beta\alpha} & F_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (40)$$

La matrice de dimension (5x5) permet de calculer la variance minimale parmi tous les estimateurs non biaisés des différents paramètres par :

$$\text{var}\{\theta, \varphi, \tau, \sigma_s^2, \sigma^2\} \geq \text{diag}\{F^{-1}\} \quad (41)$$

La structure du steering vector « \mathbf{a} » combinée avec les hypothèses précédentes permet d'établir :

$$F_{\alpha\beta} = \mathbf{0}_{[3 \times 2]} \quad \text{et} \quad F_{\alpha\alpha} = \begin{bmatrix} F_{\theta\theta} & 0 & 0 \\ 0 & F_{\tau\tau} & F_{\tau\varphi} \\ 0 & F_{\varphi\tau} & F_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} \quad (42)$$

La structure bloc diagonale de la matrice de Fisher permet d'exprimer simplement la borne de Cramer-Rao :

$$\text{var}\{\theta\} \geq \frac{1}{F_{\theta\theta}} = \frac{1}{2K.RSB} \frac{1}{\left\| \frac{\partial \mathbf{a}^g}{\partial \theta} \right\|^2 - \frac{\left| \frac{\partial \mathbf{a}^g}{\partial \theta} \cdot \mathbf{a}^g \right|^2}{\|\mathbf{a}^g\|^2}} \quad (43)$$

avec $RSB = \frac{g\sigma_s^2}{\sigma^2}$, le rapport signal sur bruit en sortie d'antenne, et K désignant le nombre

d'acquisitions indépendantes utilisées dans l'estimation.

Cette expression est quasiment identique à la borne de Cramer-Rao obtenue avec un réseau de géométrie identique mais sans diversité de polarisation (par exemple un réseau composé uniquement d'antennes du premier type), dont on obtiendrait la borne en remplaçant dans l'expression du rapport signal sur bruit le terme « \mathbf{g} » par « \mathbf{g}' » donné par :

$$\mathbf{g}' = \left| H_{eff1}^T \begin{bmatrix} -u_\varphi & -u_\theta \end{bmatrix} p \right|^2 \leq \mathbf{g} \quad (44)$$

La borne de Cramer-Rao du réseau à diversité de polarisation est celle qui serait obtenue avec un réseau sans diversité, de géométrie identique, et avec des antennes qui auraient une polarisation adaptée à celle de l'onde. La mesure de l'angle d'arrivée avec un réseau à diversité de polarisation apporte donc en théorie une amélioration de sensibilité par rapport à un réseau classique grâce à cette capacité d'adaptation en polarisation, mais elle n'améliore pas la précision pour un rapport signal sur bruit identique en sortie de l'antenne. En effet, dans le cas d'une polarisation quelconque, le RSB nécessaire pour obtenir 2° d'erreur RMS est inférieur avec un réseau à diversité de polarisation.

Toutefois, cette amélioration n'est optimale que si les deux capteurs, situés aux mêmes coordonnées géométriques, possèdent les mêmes caractéristiques de rayonnement pour des polarisations parfaitement orthogonales, c'est à dire une polarisation croisée infinie. Or, il est très difficile d'obtenir réellement de telles caractéristiques. Par conséquent, si on désire améliorer la BCR grâce à la diversité de polarisation, il faut tenir compte de ces conditions.

VI.2 Performances d'un réseau à diversité de polarisation

Comme nous l'avons vu précédemment, nous pouvons calculer des bornes de Cramer Rao sur la précision de goniométrie plus réalistes en simulant le réseau d'antennes dans son environnement et en tenant compte du type d'antenne utilisé. Pour vérifier l'intérêt d'un réseau constitué de capteurs à diversité de polarisations, nous allons calculer l'écart type de l'estimation de θ pour des réseaux respectivement directifs et omnidirectionnels en considérant un réseau composé de $2N$ voies.

- Un réseau de rayon 0.2m sur la bande 500MHz – 3000MHz constitué de 5 dipôles verticaux de longueur 100mm et de diamètre 18mm et de 5 dipôles horizontaux de mêmes dimensions, avec un plan réflecteur de 200mm x 200mm, 30mm derrière les dipôles.

- Un réseau de rayon 0,125m sur la bande 500MHz – 3000MHz constitué de 5 dipôles verticaux de longueur 100mm et de diamètre 18mm et de 5 boucles horizontales de diamètre 20mm.

La figure suivante illustre les configurations de simulation.

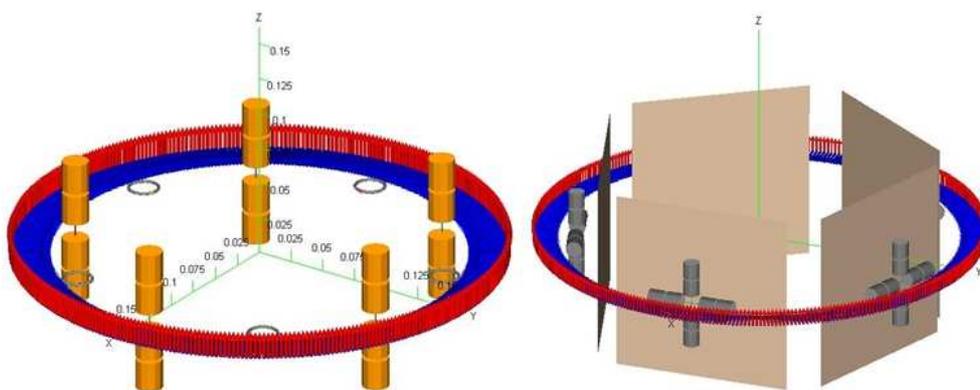


Figure 33 : Réseau d'antennes directives et omnidirectionnelles à diversité de polarisation

Les paramètres seront évalués dans le cas de signaux incidents en polarisation verticale (dont le vecteur de Jones normalisé s'écrit : $P = [1,0]$), horizontale ($P = [0,1]$) et oblique droite

($P = \left[\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right]$) pour plusieurs cas :

- Cas où les capteurs sont en polarisation verticale.
- Cas où les capteurs sont en polarisation horizontale.
- Cas de la double polarisation.

Cette comparaison permettra d'estimer l'intérêt ou non de la double polarisation.

VI.2.1 Polarisation verticale

Les courbes suivantes donnent les valeurs de l'écart type de l'estimation de θ en fonction du type de réseau et de la polarisation des capteurs lorsque le signal incident est en polarisation verticale. Etant donné les niveaux très faibles reçus par les boucles horizontales et les dipôles horizontaux, les courbes concernant ces capteurs ne sont pas représentées car leurs valeurs sont quasiment infinies. Les capteurs à polarisation horizontale ayant très peu d'impact lors d'une émission en polarisation verticale, on retrouve les mêmes valeurs en considérant un réseau de capteurs à polarisation verticale et un réseau de capteur double polarisation.

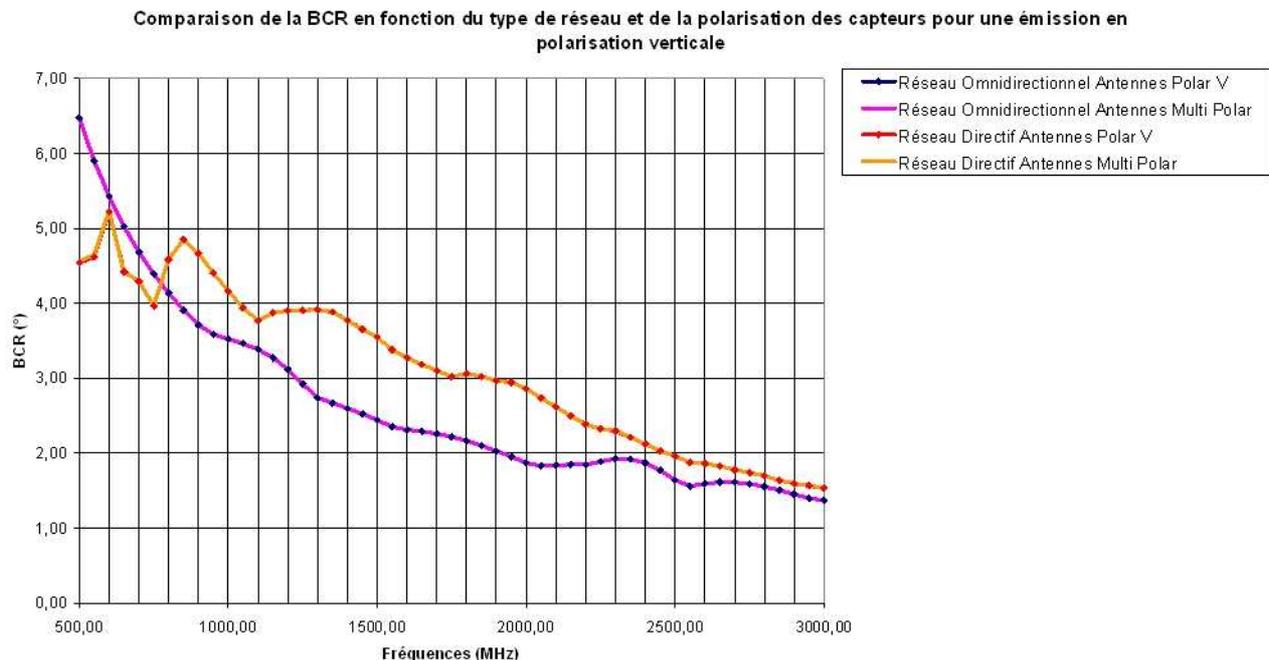


Figure 34 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation verticale

Dans ce cas, les performances atteintes sont identiques à celle d'un réseau de capteurs à polarisations verticales.

VI.2.2 Polarisation horizontale

De la même façon que précédemment, les courbes suivantes donnent les valeurs de l'écart type de l'estimation de θ en fonction du type de réseau et de la polarisation des capteurs lorsque le signal incident est en polarisation horizontale. Comme au paragraphe précédent, les courbes concernant les capteurs verticaux ne sont pas représentées car leurs valeurs sont quasiment infinies. Les capteurs à polarisation verticale ayant très peu d'impact lors d'une émission en polarisation horizontale, on retrouve les mêmes valeurs en considérant un réseau de capteurs à polarisation horizontale et un réseau de capteur double polarisation. On notera qu'on retrouve les mêmes performances sur le réseau d'antennes omnidirectionnelles pour une émission en polarisation verticale et horizontale. Par contre, on observe une différence de performances sur le réseau d'antennes directives due à la différence d'ouverture des capteurs dans leurs polarisations respectives.

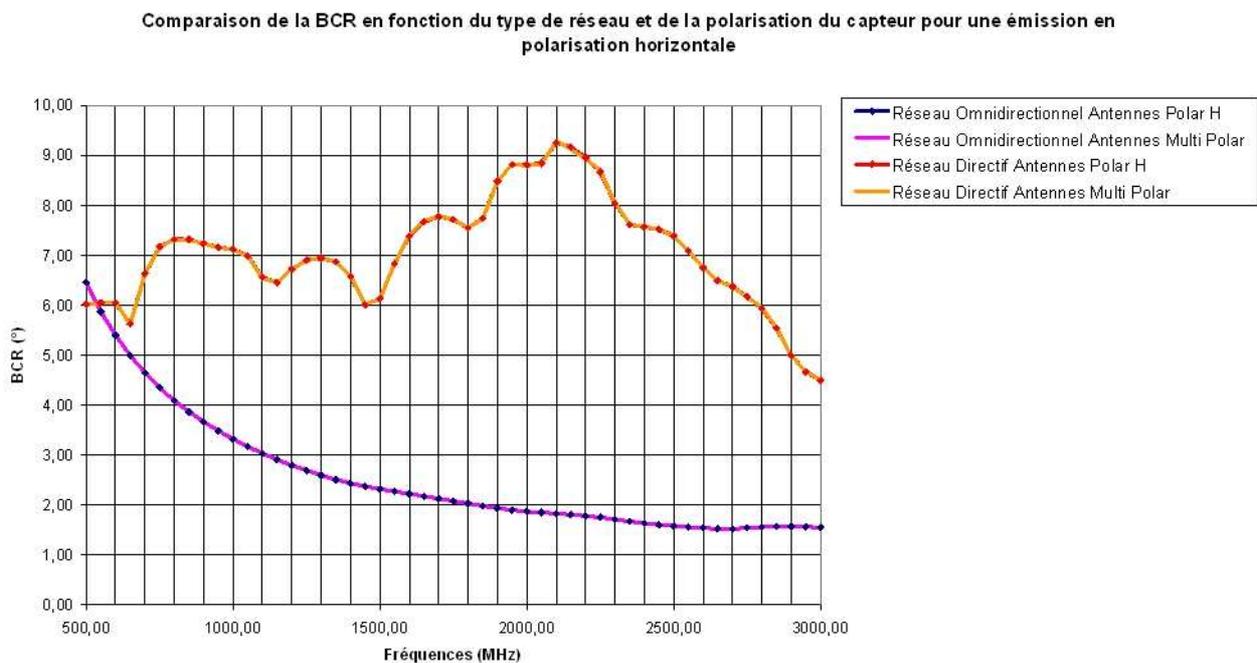


Figure 35 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation horizontale

Comme dans le cas précédent, les performances atteintes sont identiques à celle d'un réseau de capteurs à polarisation horizontale.

Nous venons de voir que si les polarisations des signaux incidents sont parfaitement verticales ou horizontales, les performances de précision qu'on peut atteindre avec un réseau multi polarisations sont du même ordre de grandeur que si on utilisait un réseau mono polarisation adapté à la polarisation du signal incident. Or, en pratique, il est rare qu'un signal soit parfaitement de polarisation verticale ou horizontale, il peut être dépolarisé par de nombreux éléments intervenant lors de sa propagation. C'est pourquoi nous allons estimer la BCR lors d'une émission résultant de la combinaison des deux polarisations principales.

VI.2.3 Polarisation oblique droite

Les courbes suivantes donnent les valeurs de l'écart type de l'estimation de θ en fonction du type de réseau et de la polarisation des capteurs lorsque le signal incident est en polarisation oblique droite (le vecteur de Jones normalisé $P = \left[\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right]$).

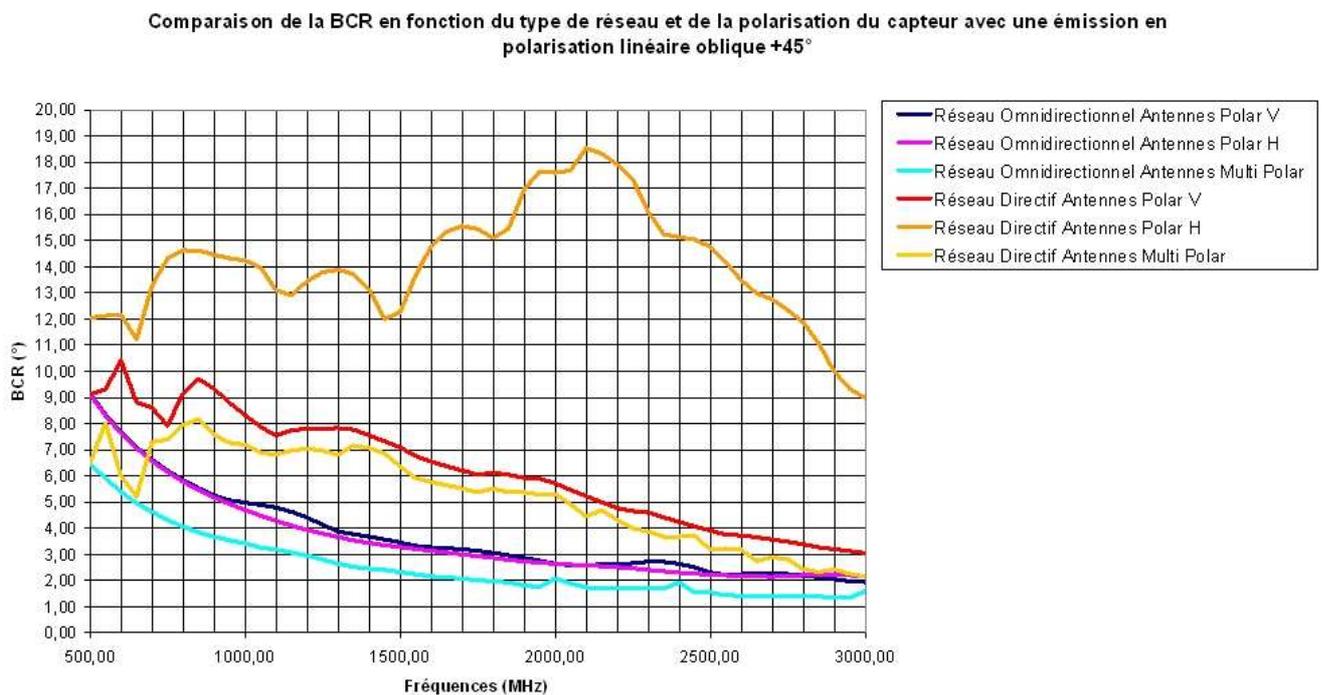


Figure 36 : Comparaison de la BCR en fonction du type de réseau pour une émission en polarisation oblique droite

On s'aperçoit que si on considère les capteurs séparément, les performances sont dégradées par rapport à une émission en polarisation verticale ou horizontale quel que soit le type de réseau.

Cependant, avec les réseaux à diversité de polarisation, les résultats sont améliorés. En effet, en considérant les deux types de capteurs (réseau multi polarisations) :

- Dans le cas du réseau omnidirectionnel, on retrouve quasiment les performances des réseaux sans diversité de polarisation avec une polarisation d'émission adaptée au type de capteurs.

- Dans le cas du réseau directif, on améliore les performances de goniométrie sans pour autant atteindre les performances des paragraphes V.2.1 et V.2.2. Ces écarts de performances sont dus à plusieurs phénomènes :

- Le fait d'avoir des diagrammes de rayonnement directifs qui ne possèdent pas les mêmes caractéristiques dans les deux polarisations (ouverture en polarisation verticale plus importante qu'en polarisation horizontale).
- Le fait d'utiliser des géométries d'antennes dont les niveaux de polarisations croisées sont plus importants.

Au vu de ces résultats, on comprend que, sous certaines conditions, un système multi polarisations peut en théorie permettre d'améliorer la Borne de Cramer Rao sur la précision de goniométrie.

Il faut en particulier que les deux éléments rayonnants élémentaires aient idéalement les mêmes caractéristiques de rayonnement dans leurs polarisations respectives. En effet, cela permet d'optimiser les performances dans le cas de polarisations résultant d'une combinaison linéaire des polarisations verticales et horizontales.

VII. CONCLUSION

Ce chapitre a permis dans un premier temps de mettre en évidence l'utilité de logiciels de simulation électromagnétique dans le calcul de la Borne de Cramer Rao sur la précision de radiogoniométrie. Cette approche permet en effet d'effectuer un calcul plus précis en tenant compte de phénomènes très difficiles à modéliser théoriquement (rayonnement, réflexion, diffraction, masquage etc....)

Cette méthode de calcul a par la suite été utilisée pour estimer les performances de réseaux de radiogoniométrie composés d'antennes directives et d'antennes omnidirectionnelles. On a montré que dans la majeure partie des cas, un réseau d'antennes directives permet d'obtenir de meilleures performances qu'un réseau d'antennes omnidirectionnelles. En effet, même si la valeur de la BCR est légèrement moins performante avec un réseau d'antennes directives, celui-ci permet d'obtenir une meilleure susceptibilité et un meilleur RSB (pour une précision donnée). De plus, dans le cas de réseaux fortement perturbés (ce qui, compte tenu des largeurs de bande d'utilisation, représente une grande majorité des systèmes opérationnels) un réseau d'antennes directives permet de maintenir un niveau de performances sans dégradation.

Enfin, vu l'objectif de cette étude, ce chapitre a également montré l'intérêt des systèmes multi polarisations (sous certaines conditions) dans l'optimisation de la BCR, en particulier lorsqu'on traite des signaux à polarisations diverses.

A partir des conclusions tirées de ces analyses, la suite du travail va s'orienter vers l'étude et la réalisation de 2 systèmes de goniométrie multi polarisations.

- Un premier système composé d'antennes omnidirectionnelles qui permet d'atteindre les meilleures valeurs de BCR
- Un second système composé d'antennes directives qui permet de réaliser un système facilement intégrable et robuste face à son environnement.

CHAPITRE 3
ETUDE DES SYSTEMES ANTENNAIRES

SOMMAIRE DU CHAPITRE 3

I. Introduction	95
II. Les antennes utilisables radiogoniométrie.....	96
III. Performances des aériens	99
III.1 Les antennes boucles et trèfles.....	99
III.1.1 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz.....	100
III.1.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz.....	105
III.2 Les antennes spirales sinueuses	108
III.2.1 Description.....	108
III.2.2 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz.....	109
III.3 Les antennes cardioïdes	115
III.3.1 Description.....	115
III.3.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz.....	117
IV. Association en réseau	122
IV.1 Calcul de la sensibilité	123
IV.2 Réseau omnidirectionnel.....	125
IV.3 Réseau directif	128
V. Conclusion.....	133

I. INTRODUCTION

Le chapitre précédent a permis de mettre en évidence les points forts et les points faibles de systèmes de radiogoniométrie composés d'antennes omnidirectionnelles et d'antennes directives. Cette étude a aussi mis en avant l'intérêt d'utiliser des réseaux de radiogoniométrie à diversité de polarisation.

Par conséquent, l'étude et le développement de systèmes antennaires de radiogoniométrie se feront sur deux configurations différentes :

- La première sera composée entièrement d'antennes omnidirectionnelles et sera basée sur la géométrie et l'encombrement de l'antenne ANT184 de THALES (Annexe 1). Pour cela, l'étude portera sur un réseau d'antennes omnidirectionnelles à polarisation horizontale sur la bande de fréquence 30MHz – 3000MHz qui sera associé à l'antenne ANT184.
- La seconde sera composée entièrement d'antennes directives. Pour cela, l'étude portera sur un réseau d'antennes directives à polarisations verticale et horizontale sur la bande de fréquence 30MHz – 3000MHz.

Ce chapitre va dans un premier temps faire un état de l'art des principaux types d'antennes utilisables dans les systèmes de radiogoniométrie et décrire les types d'antennes retenus pour composer les deux systèmes antennaires.

Ensuite, pour les deux systèmes antennaires, les performances radioélectriques simulées de chaque type d'antenne (hauteur efficace, diagrammes de rayonnement) seront détaillées et comparées aux valeurs déduites des mesures.

Enfin les éléments rayonnants seront associés en réseau afin de déterminer les performances de goniométrie simulées des deux systèmes antennaires (précision, sensibilité). Ces valeurs seront ensuite comparées aux mesures.

II. LES ANTENNES UTILISABLES

RADIOGONIOMETRIE

La figure 37 donne un aperçu des principaux types d'antennes pouvant être utilisés en radiogoniométrie large bande ainsi que certains types d'antennes étudiés et développés ces dernières années dans le domaine des radiocommunications [14-17]. La plupart de ces antennes sont adaptées à la bande UHF car elles permettent de réaliser des systèmes relativement compacts pour cette bande de fréquence. En revanche, il est beaucoup plus difficile de réaliser une antenne compacte en VHF.

Globalement, de très nombreuses variantes de ces types d'antennes ont été déclinées. En partant de topologies volumiques, les concepteurs ont utilisé plusieurs transformations classiques des techniques de conception d'antennes (transformation élément volumique – élément planaire, dipôle – monopole, etc.), en vue de simplifier la réalisation et d'améliorer l'encombrement ou le poids. Ces améliorations peuvent parfois entraîner une plus ou moins grande dégradation des performances (largeur de bande [18-31], une seule polarisation [22, 32, 33], dimension trop importante [34-37]. Ces techniques seront prises en compte lors de la réalisation des antennes.

Les contraintes d'encombrement spécifiées dans le cahier des charges font que la réalisation des éléments rayonnants dans la bande VHF passe par une solution d'antenne active, c'est à dire une antenne comprenant un système d'adaptation constitué d'un étage actif.

D'autre part, pour choisir les éléments rayonnants, plusieurs paramètres sont à prendre en considération. Il faut tenir compte :

- De l'encombrement (particulièrement en VHF)
- Du diagramme de rayonnement (souhaité directif ou omnidirectionnel)
- De la polarisation
- De la facilité de réalisation de l'antenne
- De la facilité d'intégration
- De l'association en « réseau » pour les applications de radiogoniométrie.

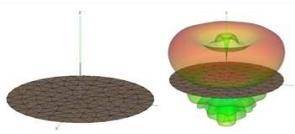
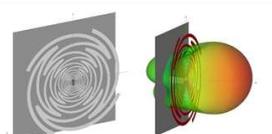
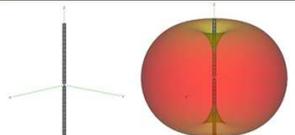
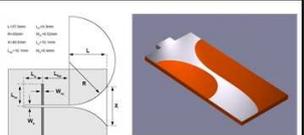
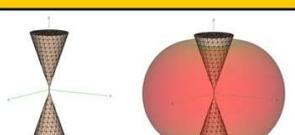
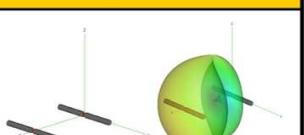
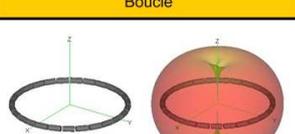
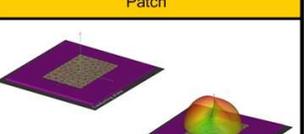
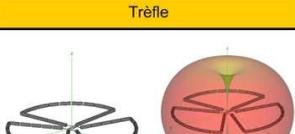
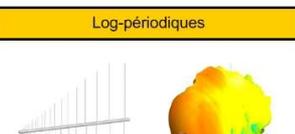
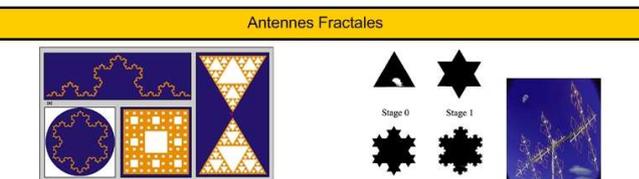
Antennes	Ouverture à 3dB	Polarisation	Largeur de bande	Antennes	Ouverture à 3dB	Polarisation	Largeur de bande
Monopole 	Azimut : 360° Site : 45°	Verticale	10% ou 1:1.1	Spirale Sinueuse 	Azimut : 75° Site : 75°	Verticale ou Horizontale	163% ou 1:10
Dipôle 	Azimut : 360° Site : 80°	Verticale	10% ou 1:1.1	Vivaldi 	Azimut : 100° Site : 100°	Verticale ou Horizontale	100% ou 1:3
Bicône 	Azimut : 360° Site : 80°	Verticale	100% ou 1:3	Cardioïde 	Azimut : 80° Site : 120°	Verticale ou Horizontale	10% ou 1:1.1
Boucle 	Azimut : 360° Site : 80°	Horizontale	10% ou 1:1.1	Patch 	Très variable en fonction de l'antenne	Verticale ou Horizontale	10% ou 1:1.1
Trèfle 	Azimut : 360° Site : 80°	Horizontale	67% ou 1:2	Antennes BIE (Bande Interdite Electromagnétique) 			
Log-périodiques 	Azimut : 80° Site : 60°	Verticale ou Horizontale	163% ou 1:10	Antennes Fractales 			
Cornet 	Azimut : 40° Site : 40°	Verticale ou Horizontale	Pas ridgé : 67% ou 1:2 ridgé : 120% ou &4				

Figure 37 : Synthèse des types d'antennes les plus utilisés en radiogoniométrie

Une fois ces considérations prises en compte, et compte tenu des contraintes d'encombrement du cahier des charges, les types d'antennes pouvant le mieux convenir pour les deux systèmes de goniométrie sont :

- Les antennes boucles ou trèfles [38] qui permettent d'obtenir des rayonnements omnidirectionnels en polarisation horizontale en VHF et UHF.

- Les antennes cardioïdes qui sont directives en polarisations verticale et horizontale en VHF [38].
- Les antennes spirales qui permettent d'obtenir des antennes directives en polarisations verticale et horizontale en UHF [40].

En effet, les antennes boucles ou trèfles permettent d'obtenir des diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale identiques à ceux d'un dipôle en polarisation verticale. Ce sont les motifs d'antennes les plus simples à réaliser afin d'obtenir une couverture omnidirectionnelle en polarisation horizontale. De plus les dimensions des éléments rayonnants restent acceptables compte tenu du cahier des charges et du fait qu'on utilisera une cellule d'adaptation active en VHF. Les antennes boucles et trèfles respectent donc les caractéristiques spécifiées.

En ce qui concerne les antennes directives, les antennes cardioïdes semblent donner le meilleur compromis dimension - bande de fréquence en VHF et peuvent fonctionner dans les deux polarisations en fonction de leur orientation. Pour la bande UHF, les antennes spirales sinueuses sont très large bande et permettent, en croisant deux éléments rayonnants, d'obtenir les polarisations H et V dans un encombrement restreint. Ces deux types d'antennes directives respectent aussi les paramètres dont il faut tenir compte dans le choix des éléments rayonnants.

Compte tenu du cahier des charges, les systèmes antennaires seront composés de deux sous gammes pour limiter l'encombrement. La première sous gamme couvrira la bande 30MHz – 500MHz, et la deuxième sous gamme couvrira la bande 500MHz – 3000MHz.

Enfin, compte tenu des contraintes de coût et de réalisation des antennes, toutes les antennes réalisées, le seront en technologie imprimées.

Le paragraphe suivant va donc détailler les 4 types d'éléments rayonnants retenus et donner leurs performances radioélectriques.

III. PERFORMANCES DES AERIENS

III.1 Les antennes boucles et trèfles

Les boucles sont des éléments rayonnants constitués de un ou plusieurs tours. Elles sont souvent utilisées pour des applications de goniométrie (Watson Watt ou Adcock) [38]. Comme nous l'avons dit précédemment, le diagramme de rayonnement d'une boucle est identique à celui d'un dipôle orienté orthogonalement au plan de la boucle en inter changeant les champs E et H (Cf. figure 37). Pour maintenir ces caractéristiques de rayonnement, le périmètre de la boucle doit être inférieur à 0.25λ . Cependant, lorsqu'on travail sur des bandes de fréquences supérieures à l'octave, cette contrainte implique de se baser sur la fréquence haute de la bande, ce qui entraîne des hauteurs efficaces faibles pour les fréquences basses. Par conséquent, il faut savoir faire un compromis entre la hauteur efficace de la boucle et son diagramme de rayonnement.

En ce qui concerne les antennes trèfles, elles sont composées de plusieurs boucles en parallèle. Le fait d'augmenter le nombre de boucles permet de limiter les défauts d'omnidirectionnalité de l'antenne, mais dégrade également la hauteur efficace. Il faut donc également réaliser un compromis entre le nombre de boucles et la dimension du trèfle. La figure 38 représente des exemples d'antennes boucle et trèfle en bande HF.

Une étude paramétrique en fonction du diamètre de la boucle et du nombre de boucles est effectuée sur la bande 500MHz – 3000MHz dans le but de déterminer le type d'antennes offrant le meilleur compromis omnidirectionnalité / hauteur efficace (Annexe 6). Ensuite nous réalisons une transformation homothétique sur cette antenne pour obtenir un fonctionnement dans la bande 30MHz – 500MHz.

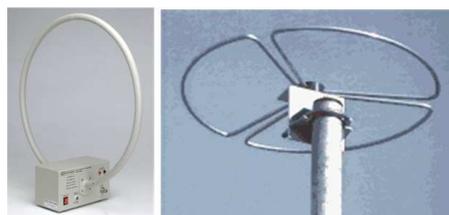


Figure 38 : Exemple d'antenne boucle et trèfle en bande HF

III.1.1 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz

L'analyse des dimensions des antennes a dans un premier temps été réalisée sur la sous gamme haute (500MHz – 3000MHz). Pour cela, nous avons réalisé par simulation électromagnétique, une étude paramétrique en faisant varier le diamètre de l'antenne de 0.05m à 0.12m et le nombre de boucles de 1 à 6 dans le but de déterminer la configuration d'antenne donnant la meilleure hauteur efficace sur la bande 500MHz – 3000MHz. La figure 39 montre un exemple d'antenne trèfle à 4 boucles imprimées en double face (épaisseur de brins : 5mm) sur un substrat de type FR4 ($\epsilon_r=4.62$, $\tan\delta=0.016$, épaisseur=1,6mm). Le choix de la solution d'impression double face est directement lié au mode d'excitation retenu. On peut voir sur la figure 40 un zoom sur le système d'adaptation de l'antenne. Etant donné que les antennes doivent être omnidirectionnelles, la hauteur efficace sera moyennée sur 360°. Les résultats de cette étude sont détaillés en annexe 6.

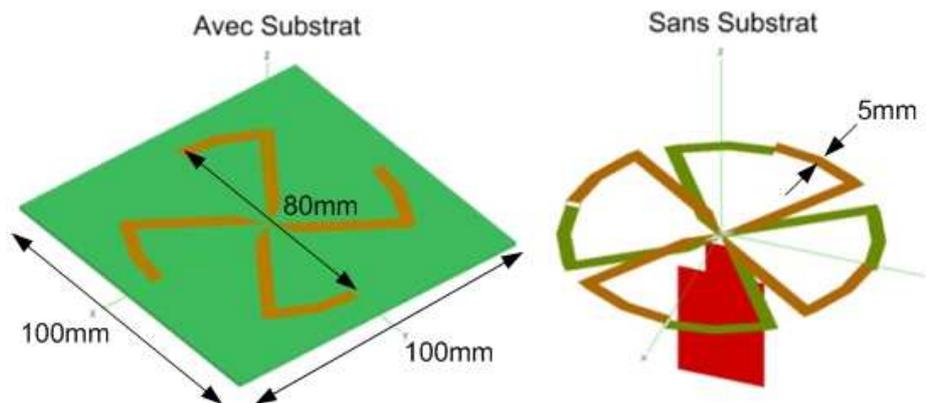


Figure 39 : Exemple d'une antenne trèfle imprimée à quatre brins

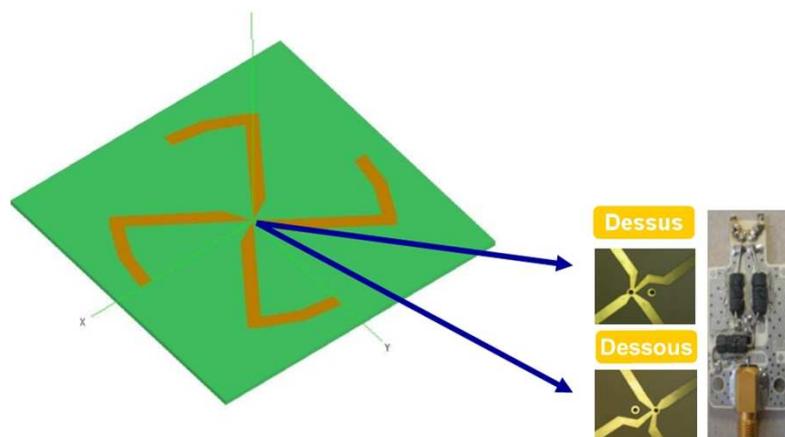


Figure 40 : Mode d'excitation des antennes boucles et trèfles

Cette étude paramétrique nous permet de voir que les antennes constituées d'une seule boucle sont plus large bande en termes de hauteur efficace sur l'ensemble de la bande 500MHz – 3000MHz. Le fait d'augmenter le nombre de boucles, augmente la valeur maximale de la hauteur efficace, mais aussi sa sélectivité. Par contre, elles possèdent un plus grand défaut d'omnidirectionnalité sur une faible bande de fréquences. En effet, ce défaut d'omnidirectionnalité provient d'un diamètre de boucle trop important par rapport aux fréquences considérées. Si on diminue le diamètre de la boucle, son défaut d'omnidirectionnalité diminue au détriment d'une dégradation de la hauteur efficace. Par conséquent le choix du plus petit diamètre s'impose pour obtenir le plus faible défaut d'omnidirectionnalité sur l'ensemble de la bande.

D'autre part, les antennes trèfles possèdent un défaut d'omnidirectionnalité satisfaisant (inférieure à 10dB), qui augmente avec le diamètre de l'antenne. Cependant, il est nécessaire d'avoir un diamètre assez important (supérieure à 8cm) pour améliorer la hauteur efficace.

Par conséquent, pour les deux types d'antennes, un compromis est à réaliser entre la dimension de l'élément et ses performances. Ceci est résumé dans le tableau ci-dessous.

	Diamètre	Nombre de Boucle	Défaut d'omnidirectionnalité	Hauteur Efficace
Antennes Boucles et Antennes Trèfles		==		
		==		
	==			
	==			

Figure 41 : Evolution des performances des antennes boucles et trèfles en fonction des dimensions

L'objectif étant de réaliser un système de radiogoniométrie compact, la taille de l'élément rayonnant est primordiale pour obtenir un système peu encombrant lorsque l'antenne est associée en réseau. Pour exemple, le diamètre de la sous gamme 2 de l'antenne ANT184 mesure 250mm (Annexe 1). L'analyse paramétrique de l'annexe 6 est résumé dans le tableau 42 et donne pour chaque diamètre d'antenne, la configuration donnant la meilleure hauteur efficace et le meilleur défaut d'omnidirectionnalité. Ce tableau montre que la configuration la mieux adaptée, est l'antenne boucle de diamètre 50mm (figure 43) puisqu'elle réalise en moyenne, le meilleur compromis hauteur efficace – défaut d'omnidirectionnalité – encombrement parmi toutes les solutions.

Diamètre	Nombre de boucles	Heff (dB.m) Min Max	Defaut d'omnidirectionnalité Max (dB)	Diamètre	Nombre de boucles	Heff (dB.m) Min Max	Defaut d'omnidirectionnalité Max (dB)	Diamètre	Nombre de boucles	Heff (dB.m) Min Max	Defaut d'omnidirectionnalité Max (dB)	Diamètre	Nombre de boucles	Heff (dB.m) Min Max	Defaut d'omnidirectionnalité Max (dB)
50mm	1	-49 -57	40	60mm	1	-47 -59	51	70mm	1	-46 -57	57	80mm	1	-46 -55	43
	2	-45 -64	19		2	-43 -61	18		2	-43 -60	19		2	-41 -57	28
	3	-43 -57	2		3	-42 -57	3		3	-41 -55	5		3	-40 -54	9
	4	-41 -62	1		4	-39 -61	2		4	-38 -61	4		4	-37 -59	5
	5	-40 -64	1		5	-38 -60	1		5	-38 -61	2		5	-37 -60	2
	6	-40 -65	1		6	-38 -61	1		6	-37 -62	1		6	-36 -61	1
90mm	1	-45 -54	49	100mm	1	-44 -54	49	110mm	1	-42 -53	53	120mm	1	-42 -52	51
	2	-40 -65	41		2	-41 -65	49		2	-41 -63	45		2	-42 -63	45
	3	-39 -53	15		3	-38 -54	24		3	-38 -58	42		3	-37 -58	40
	4	-37 -57	9		4	-37 -56	12		4	-36 -58	19		4	-35 -61	40
	5	-36 -57	2		5	-35 -58	3		5	-35 -56	4		5	-34 -65	27
	6	-36 -61	1		6	-35 -60	1		6	-35 -60	4		6	-34 -68	15

Figure 42 : Tableau résumant l'étude paramétrique de l'annexe

En effet, son encombrement est le plus faible des antennes testées, et sa hauteur efficace reste comprise entre -49 et -57dB.m sur toute la bande. D'autre part, parmi les géométries d'antennes donnant les meilleures hauteurs efficaces, c'est celle qui donne en moyenne le plus faible défaut d'omnidirectionnalité.

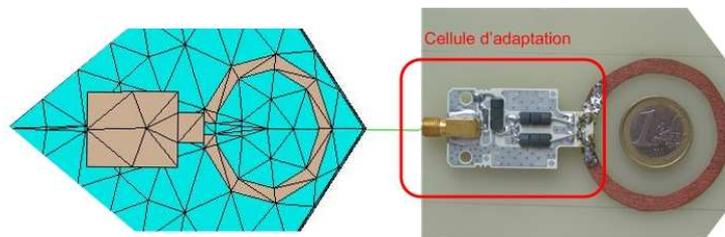


Figure 43 : Boucle simulée sous FEKO et boucle réalisée

Les diagrammes suivants donnent une comparaison simulation – mesure des diagrammes de rayonnement normalisés en azimut « θ » et site « φ » (pour $\theta = 0$). Par la suite, les diagrammes de rayonnement en azimut et site seront toujours donnés suivant les plans XOY et XOZ (figure 44). Ces diagrammes sont représentés en 3 dimensions de manière à pouvoir visualiser tous les angles (simulés et mesurés tous les 1°) et toutes les fréquences (simulées tous les 50MHz et mesurées tous les 100MHz) en un seul graphique. Les données mesurées ont été obtenues sur une antenne boucles, à l'aide de la base de l'université de Limoges (Cf. Annexe 2), ce qui a permis d'avoir un pas

angulaire important dans les deux polarisations, ainsi que des diagrammes suivant les deux plans (azimut et site).

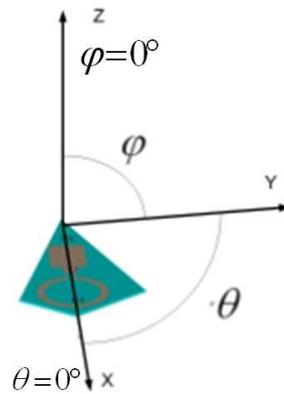


Figure 44 : Orientation des plans en azimut et en site

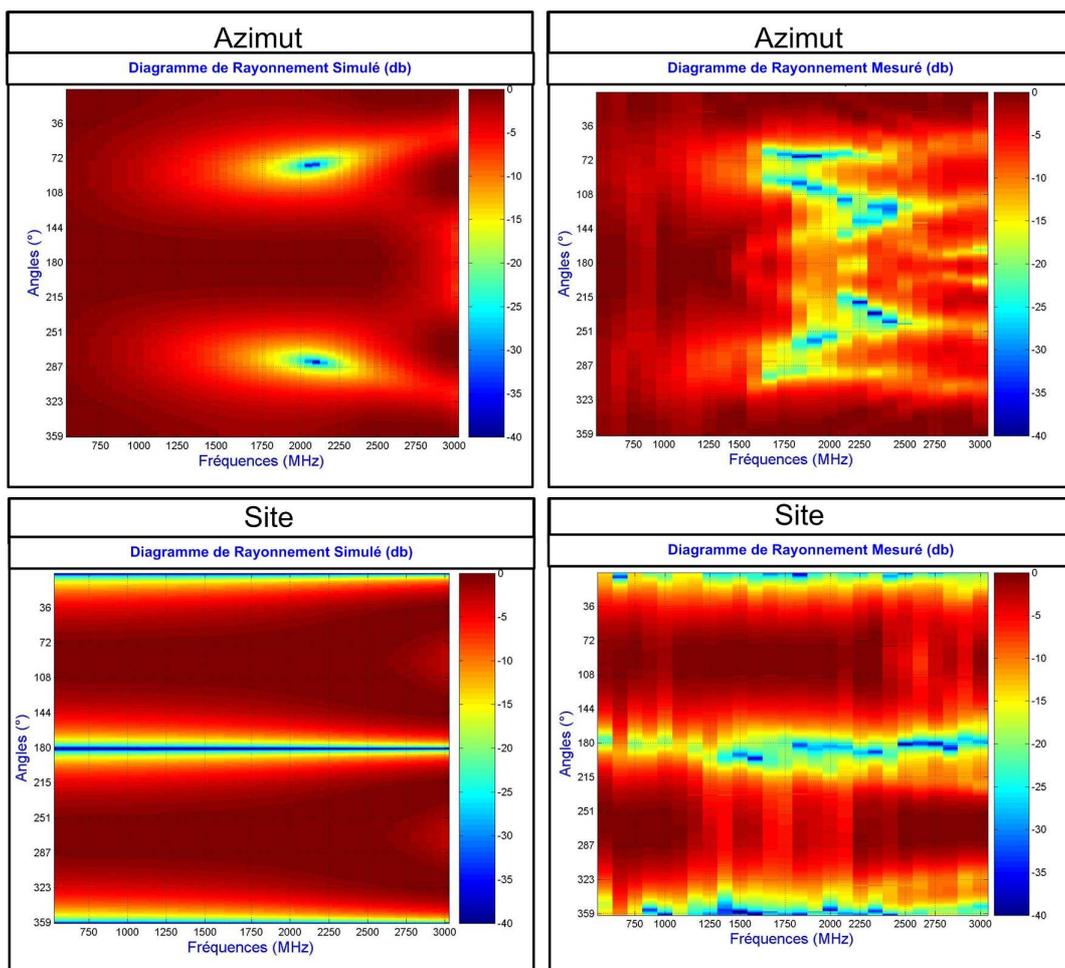


Figure 45 : Diagrammes de Rayonnement mesurés et simulés en azimut et site pour les boucles de diamètre 50mm

On observe une assez bonne correspondance entre les valeurs simulées et les valeurs mesurées, avec notamment l'augmentation du défaut d'omnidirectionnalité aux environs de 2000MHz. Ce défaut est par ailleurs amplifié sur la bande de fréquence 2000MHz – 3000MHz en raison de la présence de la cellule d'adaptation.

A partir des valeurs de directivité et d'impédance d'antenne obtenues avec FEKO et en simulant la cellule d'adaptation sous MATLAB, nous pouvons calculer la hauteur efficace de la boucle et la comparer à la valeur mesurée (figure 46).

La figure 46 montrent que la hauteur efficace de la boucle varie entre -52dB.m et -48dB.m sur la bande 500MHz - 3000MHz, et qu'on obtient une très bonne concordance entre la simulation et la mesure.

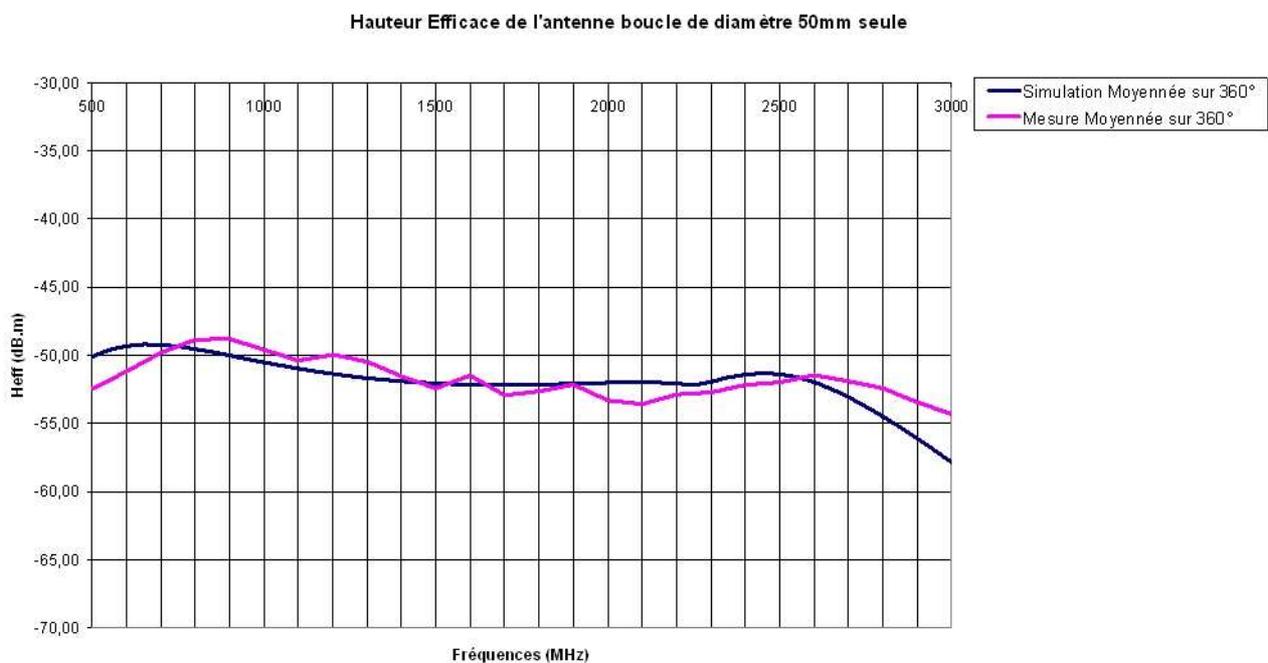


Figure 46 : Hauteur efficace moyennée sur 360° de l'antenne boucle simulée et mesurée

Une fois présentées les performances de l'antenne couvrant la bande 500MHz – 3000MHz en polarisation horizontale, nous allons appliquer une homothétie pour dimensionner la boucle couvrant la bande de fréquence 30MHz – 500MHz.

III.1.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz

Pour couvrir la bande de fréquences 30MHz – 500MHz, nous avons appliqué sur les boucles de sous gamme 2 un ratio de dimensions équivalent à celui présent entre les dipôles de la sous gamme 1 et 2 de l'ANT184 (Annexe 1). On obtient donc des boucles de diamètre 120mm pour couvrir la bande 30MHz – 500MHz. La figure 47 montre une comparaison de l'antenne boucle de 120mm simulée sous FEKO et de l'antenne boucle réalisée avec un système d'adaptation actif permettant d'avoir un $ROS < 2$ sur la bande 30MHz – 500MHz. Ce système d'adaptation est composé d'une carte d'adaptation active ainsi que d'un « T » de polarisation (figure 48) dont les caractéristiques sont données en annexe 8.

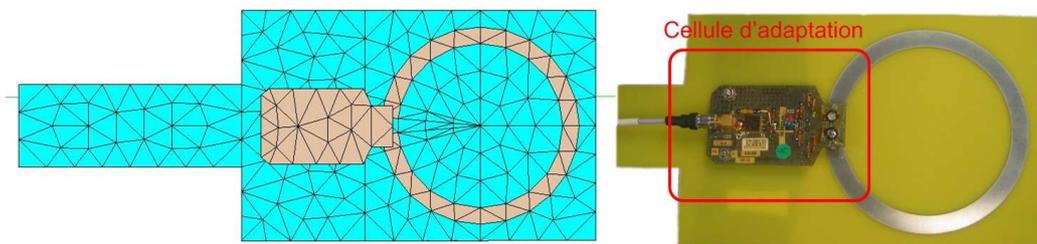


Figure 47 : Boucle 30MHz – 500MHz simulée sous FEKO et boucle réalisée

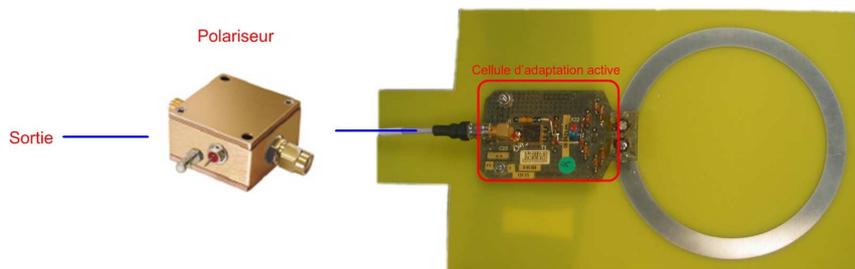


Figure 48 : Système d'adaptation de la boucle active

La figure 49 donne des comparaisons simulation - mesure de quelques diagrammes de rayonnement en azimut en polarisation horizontale (antenne dans le plan XOY). Les données mesurées ont été obtenues à l'aide de la base de mesure de THALES (Cf. Annexe 2). Tous les diagrammes mesurés sont donnés en annexe 7.

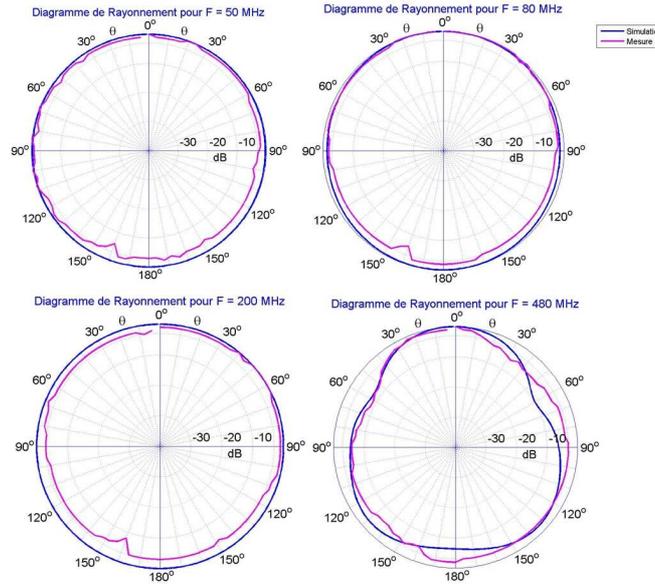


Figure 49 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l’antenne boucle de 120mm en polarisation horizontale

A partir des valeurs de directivité et d’impédance d’antenne obtenues avec FEKO et à partir des mesures des paramètres S de la carte active, on peut calculer à l’aide d’HPADS, les hauteurs efficaces de l’antenne boucle 30MHz – 500MHz en polarisation horizontale (pour un azimut de 0°) et les comparer aux valeurs mesurées (figure 50).

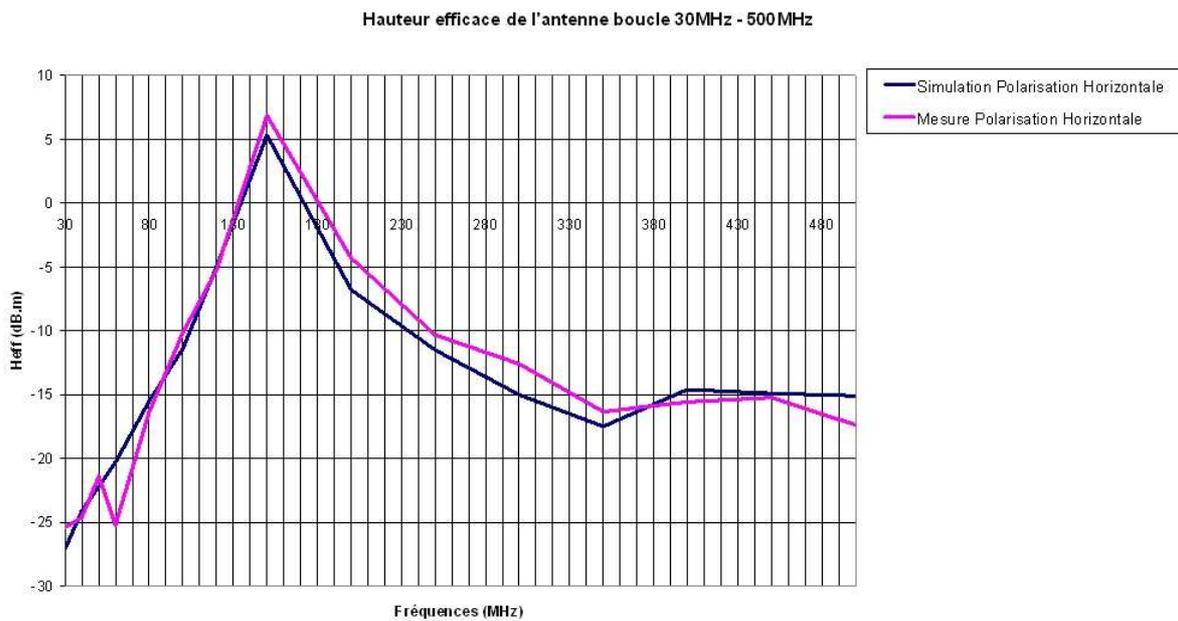


Figure 50 : Hauteur efficace de l’antenne boucle 30MHz – 500MHz simulée et mesurée

Ces courbes montrent que les mesures sont conformes aux simulations. La hauteur efficace vaut -30dB.m à 30MHz et atteint 6dB.m à 150MHz . Ensuite, la hauteur efficace diminue sur le reste de la bande mais reste supérieure à -17dB.m jusqu'à 500MHz .

Nous avons donc caractérisé les performances des antennes omnidirectionnelles fonctionnant en polarisation horizontale sur la bande 30MHz - 3000MHz . Les résultats montrent le bon accord entre la théorie et l'expérimentation. Une amélioration de la précision des résultats pourrait être obtenue en mesurant les paramètres « S » des cartes d'adaptation passives pour affiner le modèle de simulation, de la même manière que cela a été réalisé pour les antennes actives.

La suite des travaux va donc naturellement concerner l'étude et la caractérisation des antennes directives.

III.2 Les antennes spirales sinueuses

III.2.1 Description

Les antennes spirales sinueuses imbriquées sont des antennes supposées indépendantes de la fréquence, large bande et à double polarisation [39]. Les deux polarisations linéaires orthogonales extraites de chaque brin peuvent être utilisées pour obtenir de la diversité de polarisation ou pour réaliser des polarisations circulaires droite ou gauche par combinaison. L'antenne spirale sinueuse inventée par R.H Duhamel en 1982 [40], possède 4 brins auto complétés et son diamètre est d'environ 0.4λ pour la fréquence la plus basse. La géométrie d'une antenne spirale sinueuse est définie par :

$$r_k = r_0 e^{a\left(\varphi - 2\pi\frac{K}{N}\right)} \quad (45)$$

avec « K » le brin considéré, « N » le nombre de bras , et « a » la constante de la spirale définie par :

$$a = \frac{\sin(\theta_0)}{\tan(\mu)} \quad (\text{figure 51}).$$

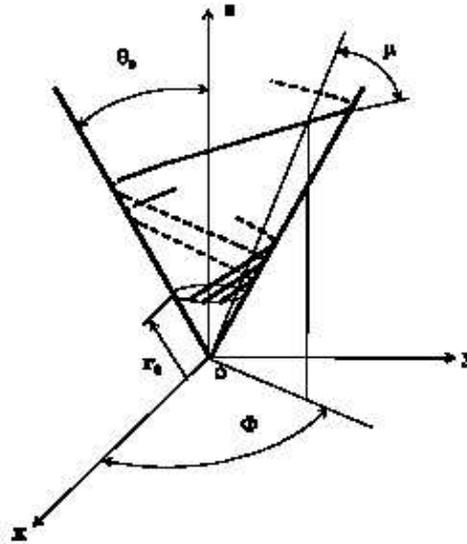


Figure 51 : Géométrie d'une spirale sinueuse conique

Pour une version planaire de l'antenne, $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ donc $a = \frac{1}{\tan(\mu)}$. L'excitation des « N » brins est faite au niveau d'un cercle de rayon « r_0 » petit devant la longueur d'onde ($\frac{d_0}{\lambda} < 0.1$ avec $d_0 = 2r_0$). La longueur d'un bras s'écrit : $L = (r - r_0) \frac{1}{\cos(\mu)}$ et l'épaisseur angulaire est donnée par : $\delta = \frac{1}{a} \log\left(\frac{\sin(\mu) + C}{\sin(\mu) - C}\right)$ avec C, une constante qui peut être déterminée soit au centre de la spirale soit à l'extérieure de la spirale : $R = C \cdot r$. L'épaisseur du bras est ajustée au niveau de l'excitation, $R_0 = C \cdot r_0$. Traditionnellement, chaque bras de la spirale sinueuse est contenu dans une aire définie par un angle α_0 . Cela est réalisé par « zigzag » successivement dans les sens horaires puis anti-horaire autour du centre de l'antenne (figure 52).

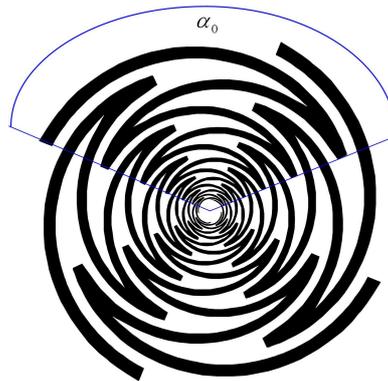


Figure 52 : Géométrie d'une spirale sinueuse double polarisation

A partir de ces éléments, il est difficilement envisageable de concevoir une spirale sinueuse pour la bande 30MHz – 500MHz. En effet, celle-ci serait beaucoup trop encombrante. En revanche, il est tout à fait possible d'envisager ce type d'antenne pour la bande 500MHz – 3000MHz.

III.2.2 Analyse sur la bande 500MHz – 3000MHz

De manière à pouvoir couvrir la bande 500MHz – 3000MHz, le diamètre extérieur de la spirale 4 brins a été fixé à 250mm. De plus, pour obtenir un diagramme de rayonnement directif sur l'ensemble de la bande, un plan réflecteur métallique de dimension 250mm x 250mm a été placé 30mm derrière la spirale [41]. Cette distance de 30mm a été déterminée de manière à obtenir un

rapport avant arrière sur le diagramme de rayonnement supérieur à 10dB sur l'ensemble de la bande tout en conservant la meilleure hauteur efficace.

Un plan réflecteur a été préféré à une cavité absorbante car les cavités ont l'inconvénient de diminuer le rendement de l'antenne. En revanche, même si le plan réflecteur perturbe légèrement l'impédance de l'antenne, il augmente la directivité de celle-ci.

La distance entre la spirale sinueuse et le plan réflecteur a été optimisée de manière à obtenir une distance proche de $\lambda/4$ aux fréquences hautes (ajusté pour 2500MHz). Une étude paramétrique a permis de montrer que c'est pour une distance de 30mm que l'on parvenait à obtenir un rapport avant arrière de 10dB sur toute la bande tout en maintenant les meilleures performances de hauteur efficace. En effet, si le plan réflecteur est trop loin (respectivement trop près) de l'antenne, son effet est limité pour les fréquences hautes (respectivement basses) et l'antenne n'est pas directive sur toute la bande. C'est pourquoi, dans notre réalisation, l'antenne est associée à une cellule d'adaptation passive pour adapter l'antenne sur la bande 500MHz – 3000MHz tout en conservant un diagramme de rayonnement directif.

La figure 53 illustre une comparaison de l'antenne spirale sinueuse simulée sous FEKO et de l'antenne spirale réalisée sur substrat verre téflon ($\epsilon_r=2.21$, $\tan\delta=0.00135$, épaisseur=1,6mm) avec un système d'adaptation permettant d'avoir un ROS<2 sur la bande 500MHz – 3000MHz dans les deux polarisations (une sortie par polarisation). Dans l'optique de pouvoir estimer la polarisation d'un signal incident, nous avons décidé de ne pas coupler les sorties de l'antenne et de disposer de deux sorties distinctes, une par polarisation.

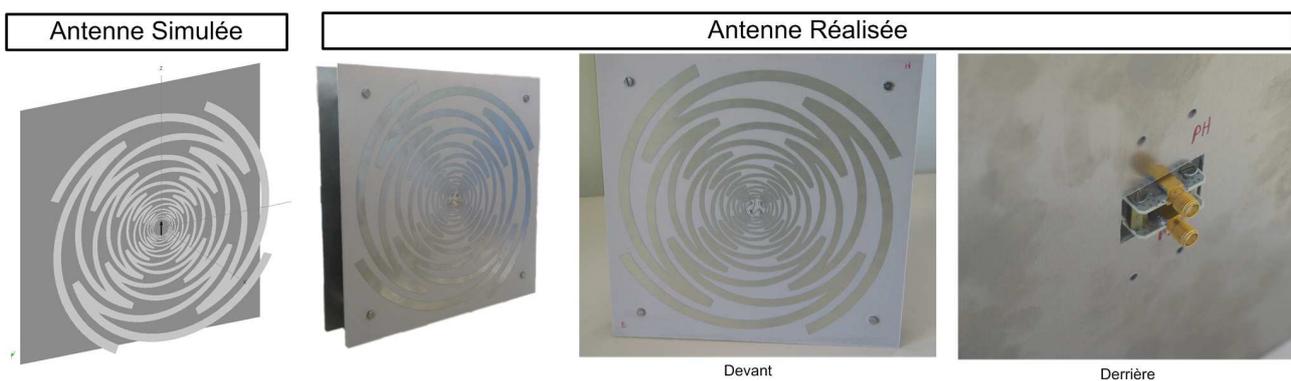


Figure 53 : Spirale simulée et réalisée

Les figures 54 et 55 donnent un aperçu des diagrammes de rayonnement 3D simulés et mesurés en polarisations verticale et horizontale. De plus, les figures 56 et 57 représentent des

comparaisons simulation – mesure des diagrammes de rayonnement normalisés pour tous les azimuts « θ » et tous les sites « φ » (pour $\theta = 0$) en polarisation verticale et horizontale.

Les données mesurées ont été obtenues à l’aide d’une base SATIMO (Cf. Annexe 2) ce qui a permis d’obtenir les diagrammes de rayonnement en azimut et site dans n’importe qu’elle polarisation.

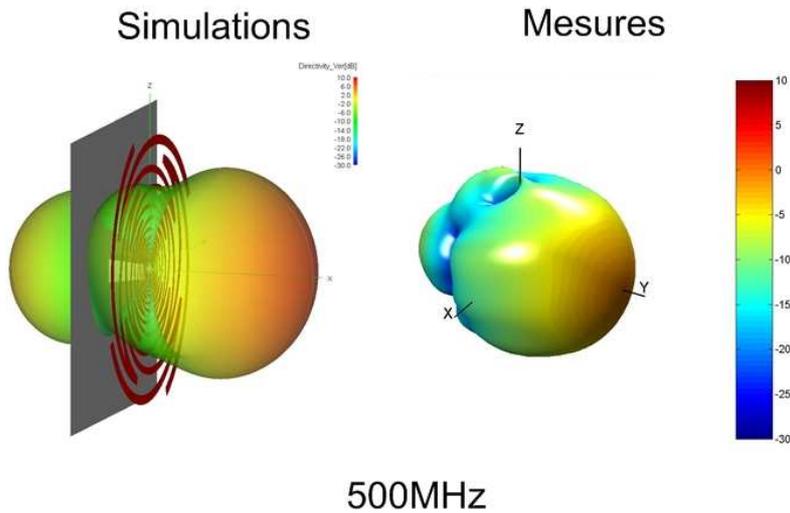


Figure 54 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D en polarisation verticale

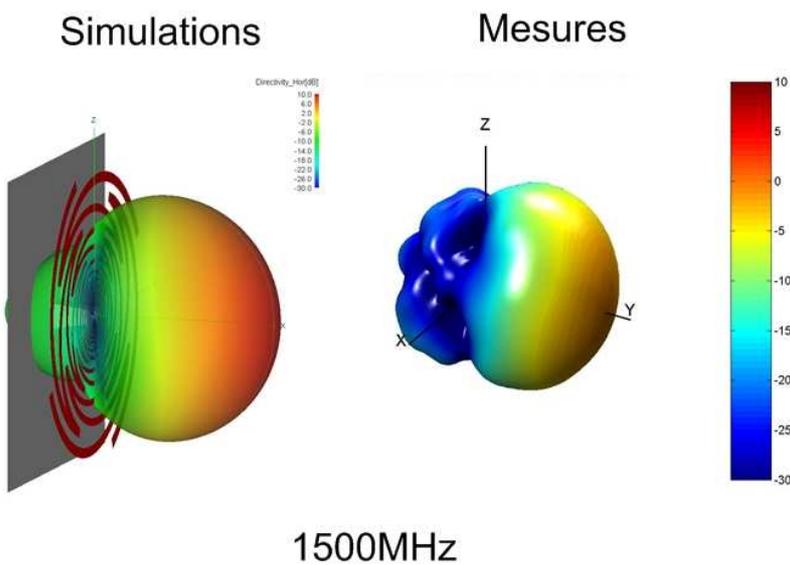


Figure 55 : Exemple de diagramme de rayonnement 3D en polarisation horizontale

Les figures 56 et 57 montrent que les résultats de mesure sont conformes aux simulations. L'antenne possède un diagramme de rayonnement directif en polarisation verticale avec au minimum 10dB de rapport avant arrière. On notera cependant sur la mesure, un feuilletage un peu plus prononcé dans le lobe arrière pour les fréquences hautes. Cette différence est due aux défauts de réalisation et à la présence des circuits d'adaptation qui viennent perturber le rayonnement dirigé vers l'arrière de l'antenne.

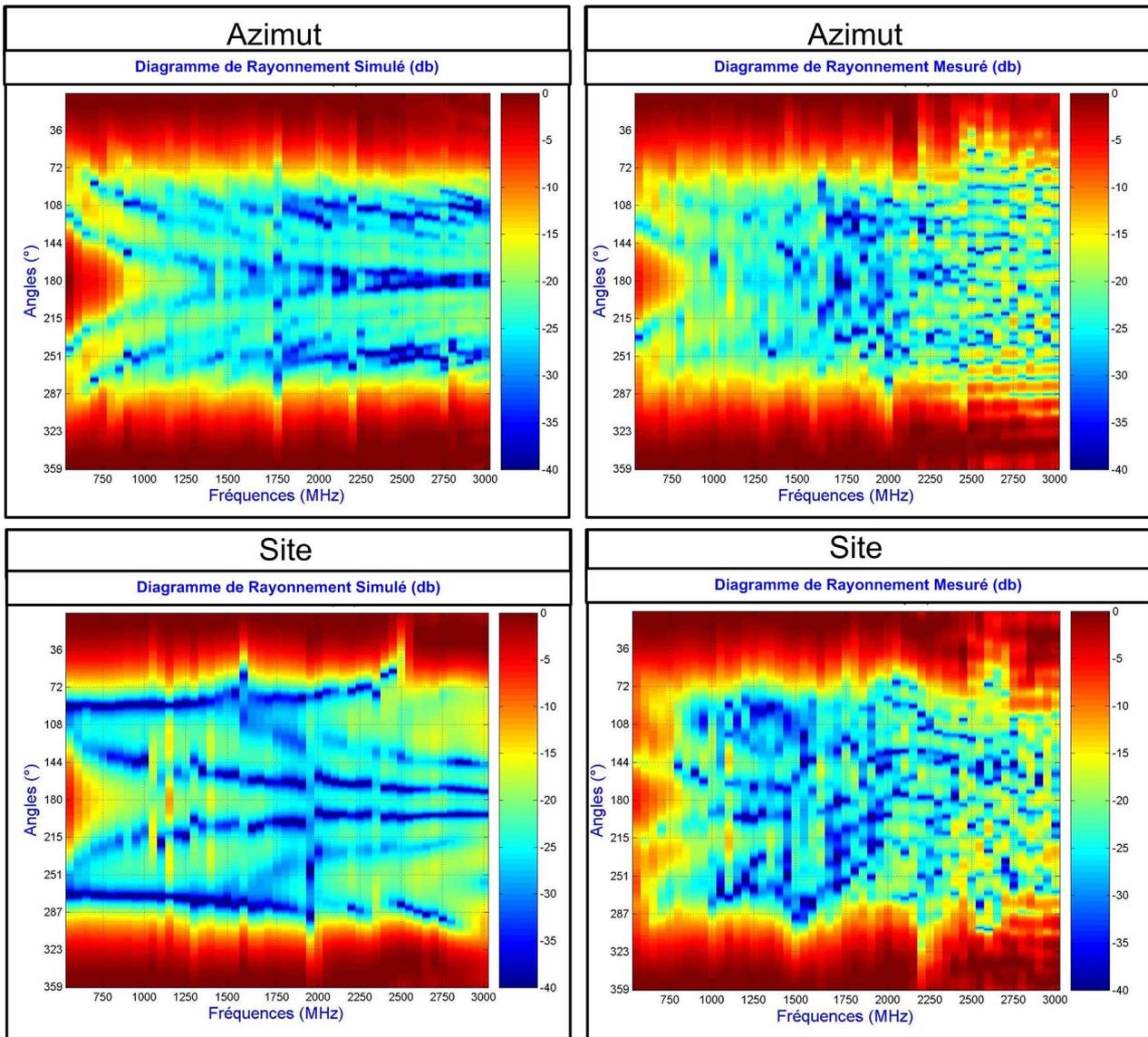


Figure 56 : Diagramme de rayonnement en azimuth et site et polarisation verticale de la spirale sinueuse

En polarisation horizontale, les mesures de directivité sont conformes aux simulations. L'antenne possède un diagramme de rayonnement directif en polarisation horizontale avec au

minimum 10dB de rapport avant arrière. On remarquera comme en polarisation verticale, la présence d'un feuillement un peu plus prononcé pour les fréquences hautes du à la présence des cellules d'adaptation.

A partir des valeurs de directivité et d'impédance d'antenne obtenues avec FEKO et en simulant la cellule d'adaptation sous MATLAB, nous pouvons calculer la hauteur efficace de la spirale sinueuse dans les deux polarisations (pour un azimut de 0°) et les comparer aux valeurs mesurées (figure 58).

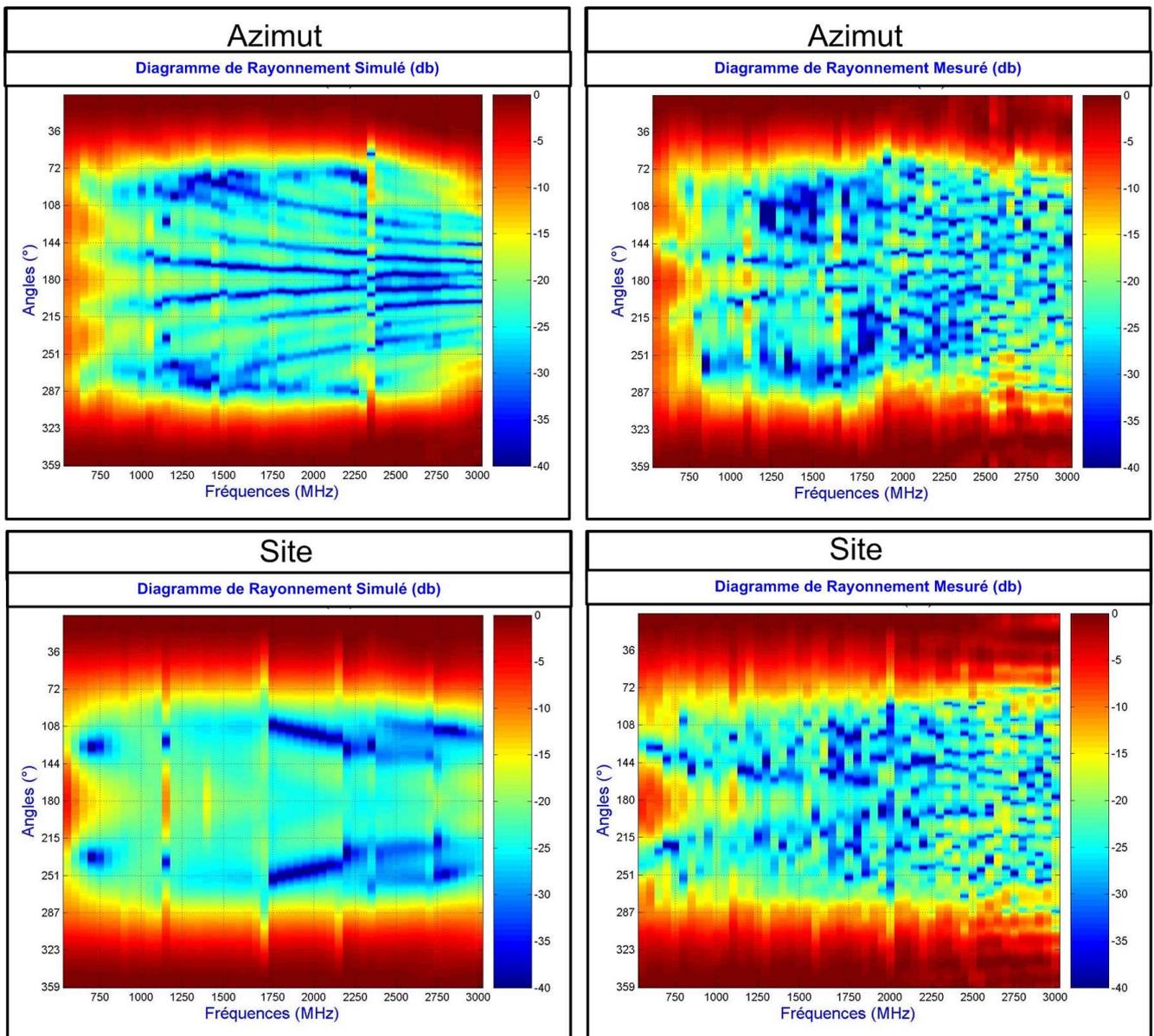


Figure 57 : Diagramme de rayonnement en azimut et site et polarisation horizontale de la spirale sinueuse

Les courbes de la figure 58 montrent que la hauteur efficace des spirales varie entre -28dB.m et -45dB.m en polarisation verticale et entre -28dB.m et -42dB.m en polarisation horizontale. D'autre part, on notera la très bonne concordance entre la simulation et la mesure sur la bande $500\text{MHz} - 2000\text{MHz}$. Sur le reste de la bande, les résultats sont proches mais diffèrent très légèrement à cause des perturbations causées par les cellules d'adaptation.

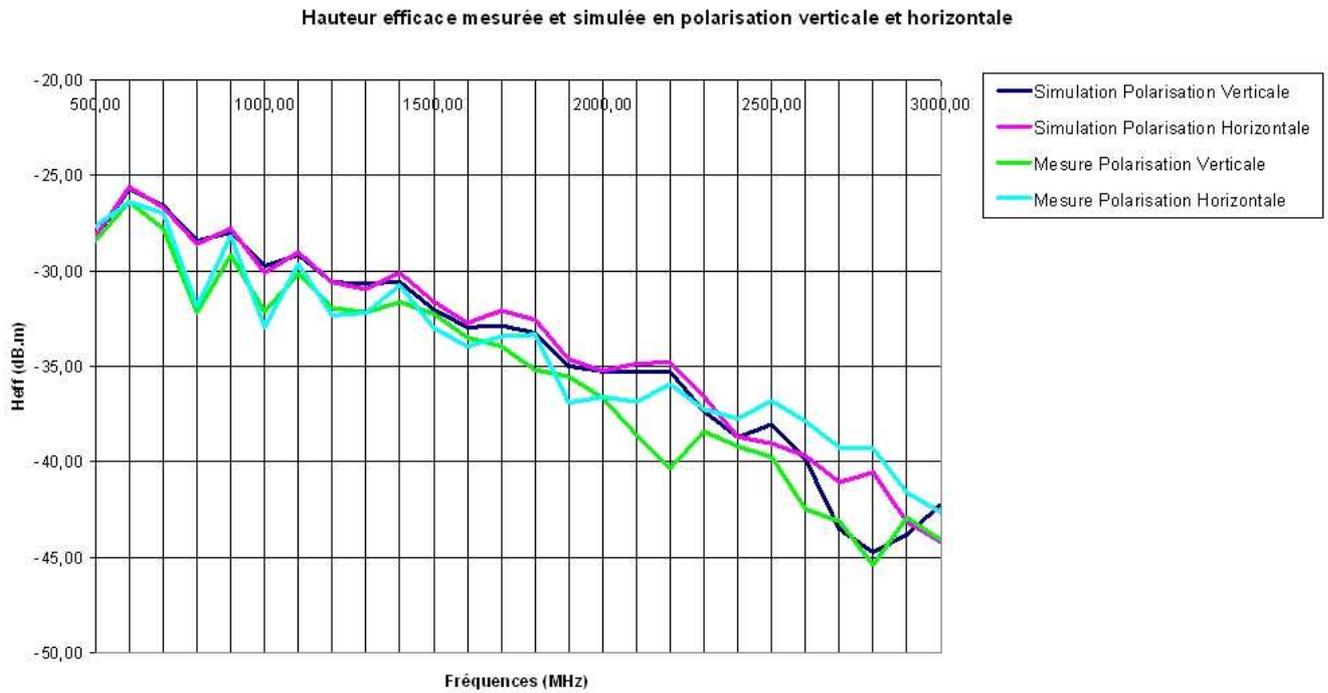


Figure 58 : Hauteur efficace mesurée et simulée de la spirale sinueuse

Les antennes spirales permettent donc de couvrir la bande $500\text{MHz} - 3000\text{MHz}$ avec un diagramme de rayonnement directif donnant de bonnes performances en terme de hauteur efficace. Dans la suite, nous allons détailler les caractéristiques et les performances des antennes cardioïdes permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement directif sur la bande $30\text{MHz} - 500\text{MHz}$.

III.3 Les antennes cardioïdes

III.3.1 Description

Dans un réseau d'antenne, il est très fréquent d'avoir du couplage entre éléments. La forme la plus simple d'un réseau de deux éléments est un réseau constitué de deux dipôles isotropes séparés d'une distance « d » (figure 59).

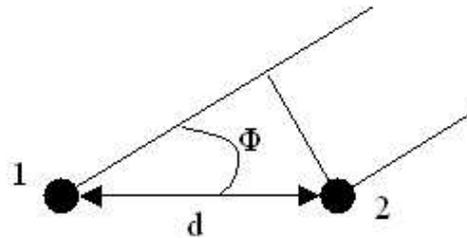


Figure 59 : Réseau de deux dipôles omnidirectionnels séparés d'une distance « d »

Dans un cas idéal, les amplitudes des champs E_1 et E_2 des deux dipôles sont identiques. En combinant les signaux reçus sur les deux brins, l'expression du champ électrique lointain pour les deux éléments s'écrit donc :

$$E(\Phi) = \left(E_1 + E_2 e^{j\left(\delta + \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\Phi)\right)} \right) \quad (46)$$

Avec δ : L'avance de phase de l'élément 2 sur l'élément 1

λ : La longueur d'onde

Φ : l'angle du front d'onde avec le réseau

Avec $E_1 = E_2$, on a :

$$E(\phi) = E_0 \left(1 + e^{j\left(\delta + \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\phi)\right)} \right) \quad (47)$$

Et donc :

$$|E(\Phi)| = \left| 2E_0 \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos(\phi) + \frac{\delta}{2}\right) \right| \quad (48)$$

On retrouve alors 3 cas de diagrammes de rayonnement décrits dans la figure 60 ci dessous. Le dernier cas est particulièrement intéressant à cause du diagramme de rayonnement directif et du rapport avant arrière. En effet, dans ce cas là, le champ résultant peut s'écrire :

$$|E| = \left| 2E_o \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \right| \text{ avec } \psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\Phi) + \frac{2\pi d}{\lambda} + \pi \tag{49}$$

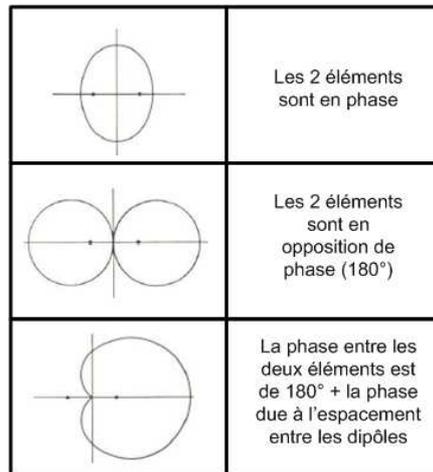


Figure 60 : Diagramme de rayonnement d'un couple de dipôle en fonction du déphasage

En se basant sur la figure 59, le premier terme correspond à la différence de phase due à la propagation entre les deux dipôles. Elle est fonction de l'angle d'arrivée en azimuth sur le réseau. Le second terme correspond au déphasage électrique apporté par la ligne de transmission entre les dipôles. Enfin « π » est un déphasage de 180° introduit entre les deux dipôles.

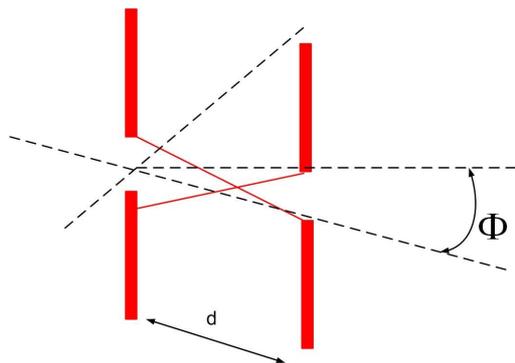


Figure 61 : Réseau de deux dipôles identiques

Le champ s'écrit alors : $|E| = \left| 2E_o \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} (\cos(\Phi) + 1)\right) \right|$

Le diagramme résultant possède la caractéristique essentielle de présenter un zéro quelle que soit la longueur d'onde pour $\Phi = \pi$. De plus, le diagramme de rayonnement est régulier et possède l'allure d'une cardioïde. La suite de ce chapitre va donc donner les caractéristiques de réalisation de l'antenne ainsi que ses performances radioélectriques.

III.3.2 Analyse sur la bande 30MHz – 500MHz

Afin de couvrir la bande 30MHz – 500MHz, les dimensions de l'antenne doivent être adaptées à la fréquence la plus haute. Par conséquent, pour vérifier les conditions sur la formation des diagrammes de rayonnement, la distance entre les dipôles est fixée à 150mm.

D'autre part, comme nous l'avons spécifié au début de ce chapitre, les deux dipôles utilisés pour la réalisation de l'antenne cardioïde seront actifs de manière à conserver une antenne compacte sur cette bande de fréquence. La taille des éléments rayonnant sera équivalente à celle d'un dipôle actif de l'antenne ANT184, c'est à dire 250mm.

De plus, de manière à réaliser le déphasage entre les dipôles, on utilise une ligne composée de deux câbles coaxiaux dont la différence de longueur induit le déphasage désiré. Pour réaliser le déphasage à 180° entre les deux dipôles, les cellules d'adaptation sont inversées. Chaque câble est connecté à un dipôle et associé en sortie par un coupleur large bande. Le déphasage électrique Δ_{ligne} dû à la propagation dans la ligne et le déphasage $\Delta_{\text{propagation}}$ dû à la différence de parcours des signaux entre les dipôles valent ici :

$$\Delta_{\text{ligne}} = \frac{2\pi d}{\lambda} \text{ et } \Delta_{\text{propagation}} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\Phi). \quad (50)$$

La différence de longueur entre les deux câbles s'écrit donc : $l_1 - l_2 = \frac{\Delta_{\text{ligne}} \cdot \lambda \cdot v}{2\pi}$ avec « v », le facteur de vitesse des câbles (de valeur 0.82 pour un câble A26DT de chez ALPEN). En considérant que $d=150\text{mm}$, nous avons un Δ_{ligne} de 90° à 500MHz. Par conséquent $l_1 - l_2 = 123\text{mm}$.

Enfin, de manière à réduire la partie imaginaire des éléments rayonnants, nous allons utiliser des dipôles de type « papillon » à la place des dipôles classiques. En effet, la figure 62 nous montre une comparaison de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'antenne en fonction du type de brins (droit : courbe bleue ou papillon : courbe rouge). On observe une nette diminution de la partie imaginaire notamment aux fréquences basses (de $-7.5\text{K}\Omega$ à $-3\text{K}\Omega$ à 30MHz) réduisant les pertes

par désadaptation. C'est pourquoi, le réseau de 2 dipôles constituant l'antenne cardioïde sera composé de deux dipôles papillons.

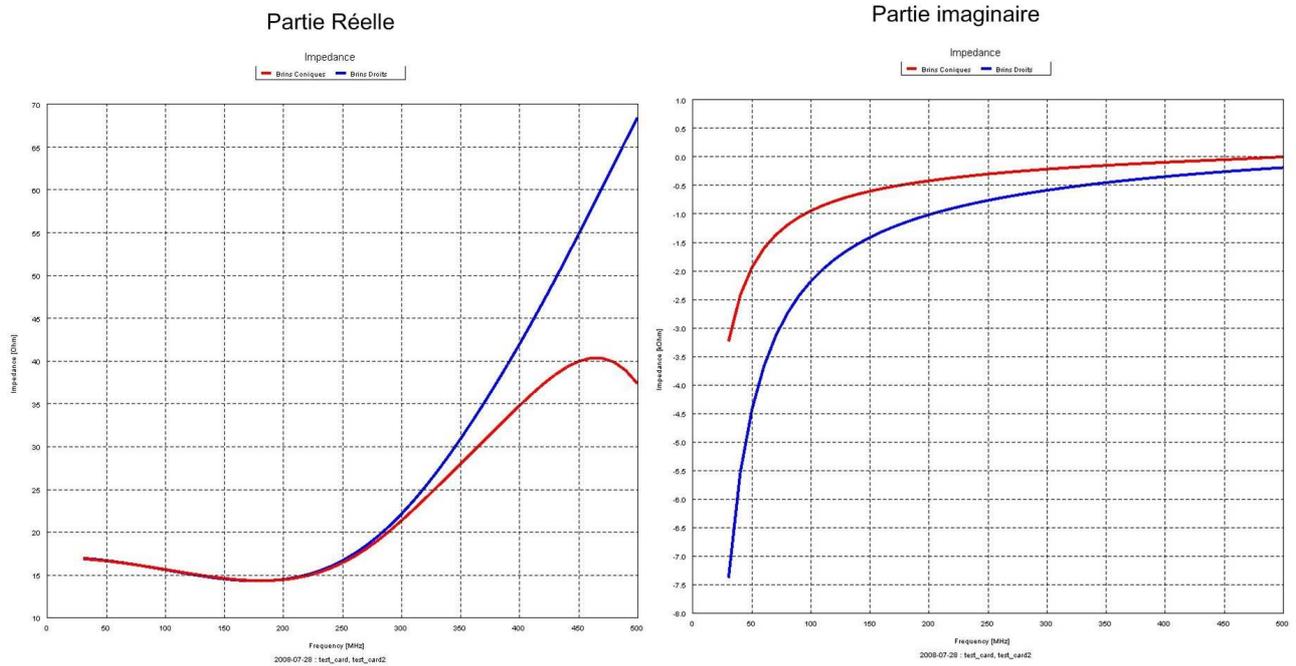


Figure 62 : Comparaison de l'impédance d'antenne en fonction de type de brins

Pour la réalisation de l'antenne, on utilisera des coupleurs de type : ZFSC-2-2 de chez Mini Circuits et des « T » de polarisations (pour les cartes actives) de type : ZFBT-4R2G-FT+ de chez Mini Circuits suivant la configuration de la figure 63. Le détail de ces composants est donné en Annexe 8.

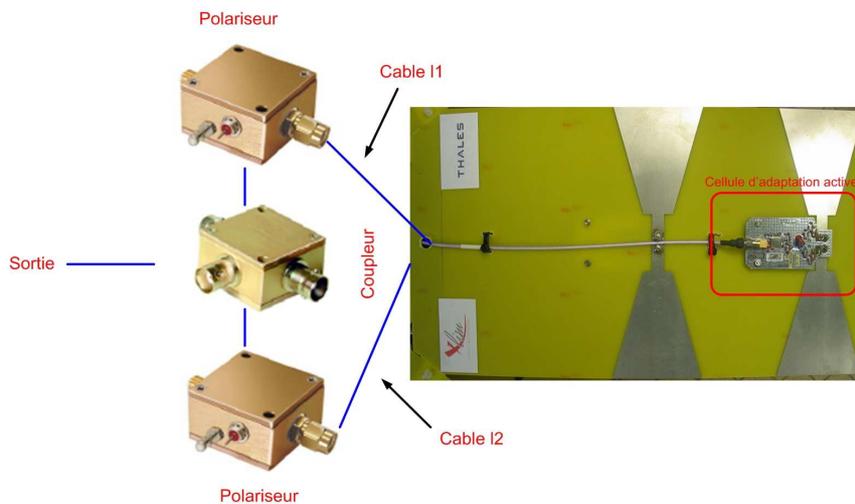


Figure 63 : Montage de l'antenne cardioïde

La figure 64 montre une comparaison de l'antenne cardioïde simulée et de l'antenne cardioïde réalisée sur un substrat FR4 de caractéristiques $\epsilon_r = 4,43$, $\tan(\delta) = 0.016$ et d'épaisseur 1.6mm.

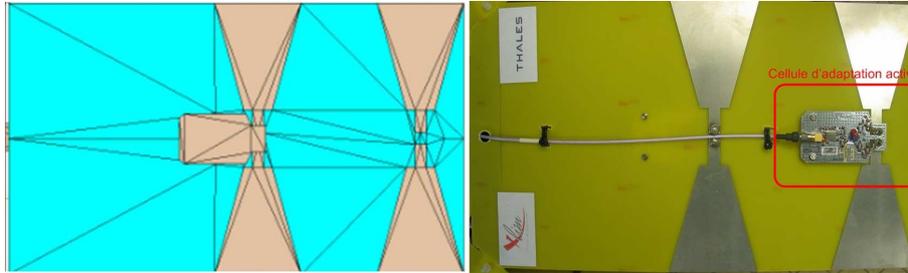


Figure 64 : Antenne cardioïde simulée et réalisée

Les figures 65 et 66 donnent des comparaisons simulation - mesure de quelques diagrammes de rayonnement en azimut en polarisations verticale et horizontale. Les données mesurées ont été obtenues à l'aide des bases de mesure de THALES (Cf. Annexe 2). Tous les diagrammes sont donnés en annexe 7. On constate le bon accord entre les données simulées et les valeurs mesurées dans les deux polarisations, sauf pour les fréquences basses en polarisation horizontale où des échos de sol viennent perturber les mesures. De plus, on remarque que le rapport avant arrière est supérieur à 10dB pour toutes les fréquences en polarisation verticale, et à partir de 60MHz en polarisation horizontale.

De plus, on notera que le diagramme de rayonnement n'est pas toujours parfaitement de forme cardioïde. Ceci est dû à la difficulté de réaliser l'écart de phase entre les 2 lignes sur toute la bande. En effet, dans la plupart des cas, on observe plus un minimum de rayonnement dans la direction $\Phi = \pi$ plutôt qu'un vrai zéro. Cependant, pour notre application, cette valeur de minimum est largement satisfaisante puisqu'elle nous permet d'obtenir un diagramme de rayonnement directif.

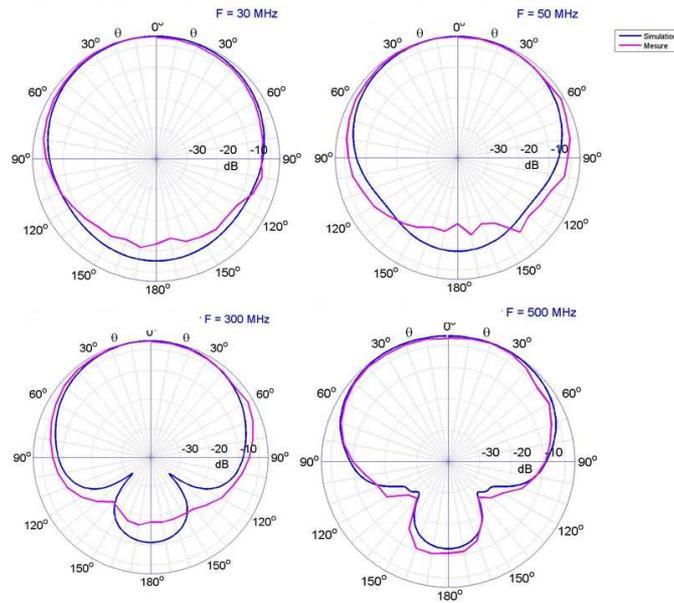


Figure 65 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne cardioïde en polarisation verticale

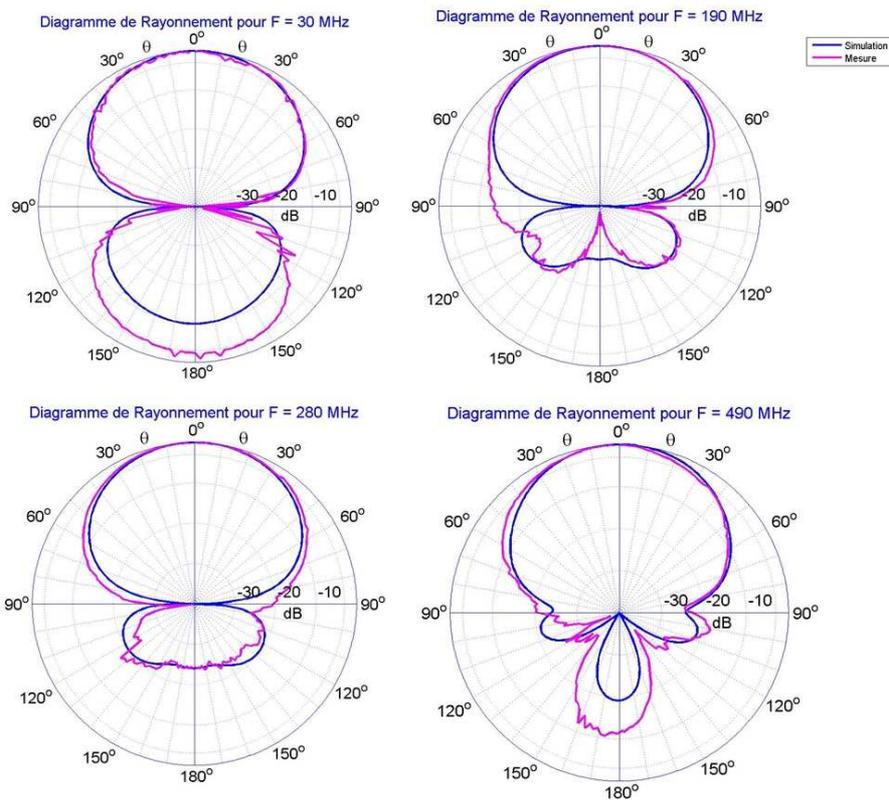


Figure 66 : Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne cardioïde en polarisation horizontale

A partir des valeurs de directivité et d'impédance d'antenne obtenues avec FEKO et à partir des mesures des paramètres S de la carte active (déjà mesurées pour les boucles actives), on peut calculer les hauteurs efficaces de l'antenne cardioïde dans les deux polarisations (pour un azimut de 0°) et les comparer aux valeurs mesurées (figure 67).

Ces courbes montrent que les mesures sont conformes aux simulations et que la hauteur efficace est supérieure à -30dB.m à 30MHz , et augmente sur toute la bande de fréquence pour atteindre -3dB.m .

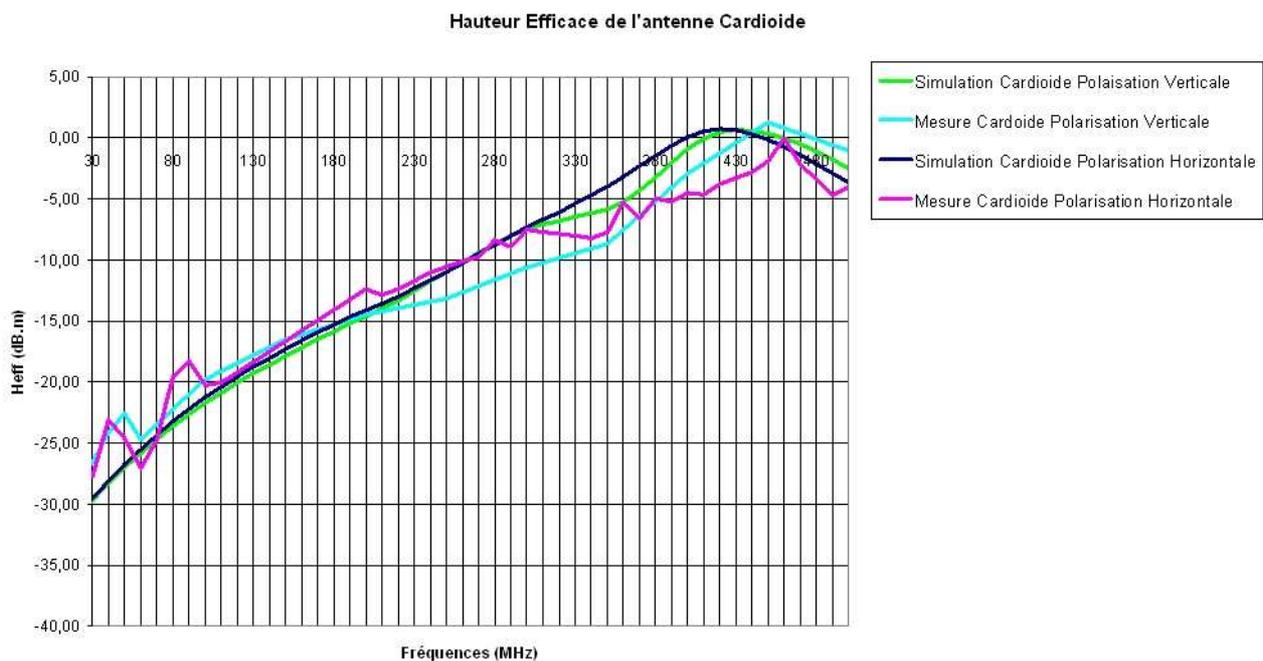


Figure 67 : Hauteur efficace mesurée et simulée de l'antenne cardioïde

Nous avons donc caractérisé les performances des antennes directives fonctionnant en polarisations verticales et horizontales sur la bande 30MHz - 3000MHz . Les résultats montrent le bon accord entre la théorie et l'expérimentation. Une amélioration de la précision des résultats pourrait être obtenue en mesurant les paramètres « S » des cartes d'adaptation passives pour affiner le modèle de simulation, de la même manière que cela a été réalisé pour les antennes actives.

Maintenant que nous connaissons les performances radioélectriques de chaque antenne élémentaire, nous allons pouvoir les associer en réseaux afin de déterminer les paramètres donnant les performances des réseaux de radiogoniométrie.

IV. ASSOCIATION EN RESEAU

La partie précédente a permis d'établir les performances radioélectriques des différents types d'antennes qui sont utilisés dans les deux systèmes de radiogoniométrie. Maintenant nous pouvons calculer les performances de goniométrie : la précision et la sensibilité.

Pour calculer la sensibilité, les paramètres à déterminer sont (chapitre 1, I.2)

- La hauteur efficace de chaque antenne (déterminée précédemment)
- Le RSB minimal pour obtenir une précision donnée

Les éléments rayonnants élémentaires décrits précédemment vont être associés en réseau de manière à respecter le cahier des charges spécifié au chapitre 1 et respecter les exigences d'encombrement et de sensibilité. Pour cela, les réseaux seront composés de 5 antennes élémentaires par sous gamme et par polarisation, afin de pouvoir s'interfacer avec les goniomètres actuels de la société THALES.

De plus, pour calculer les performances de goniométrie des 2 réseaux, on utilisera un algorithme de type corrélation vectorielle traitant et permettant d'identifier la polarisation. Cet algorithme se décompose comme suit :

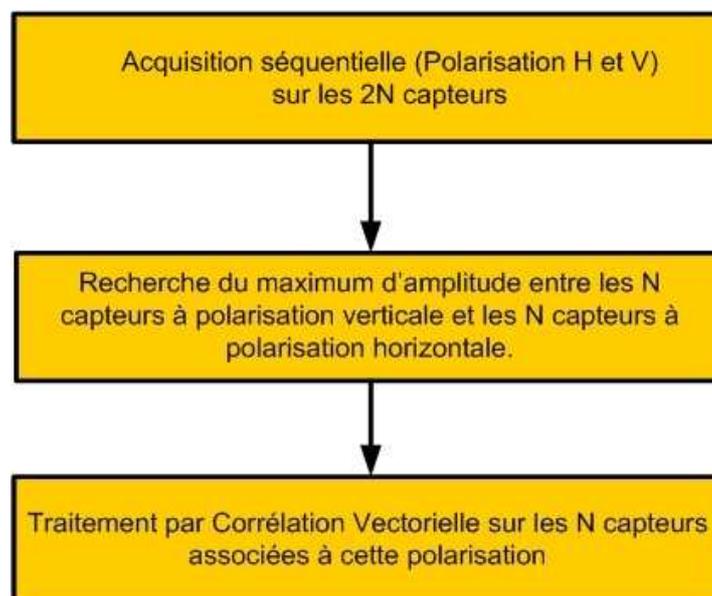


Figure 68 : Principe de la corrélation vectorielle à diversité de polarisation

IV.1 Calcul de la sensibilité

Comme nous venons de la dire, la sensibilité dépend principalement du rapport signal sur bruit nécessaire pour une précision donnée ainsi que de la hauteur efficace des antennes en réseau. Mais ces deux paramètres sont fonction de l'azimut. C'est pourquoi dans la suite de ce document nous calculerons la sensibilité :

- Pour un azimut donné (dans l'axe d'une antenne, azimut 0°)
- Pour tous les azimuts, ce qui est représentatif de la performance réelle du radiogoniomètre puisque cette sensibilité est garantie quel que soit l'angle d'arrivée.

Dans cette optique, nous calculerons :

- La hauteur efficace de chaque antenne moyennée pour la direction d'arrivée 0°
- La hauteur efficace de chaque antenne moyennée pour toutes les directions d'arrivées

La figure 69 illustre un exemple de calcul pour un angle d'arrivée quelconque sur un réseau de 5 antennes. Les niveaux pris en compte sont ceux représentés par les points.

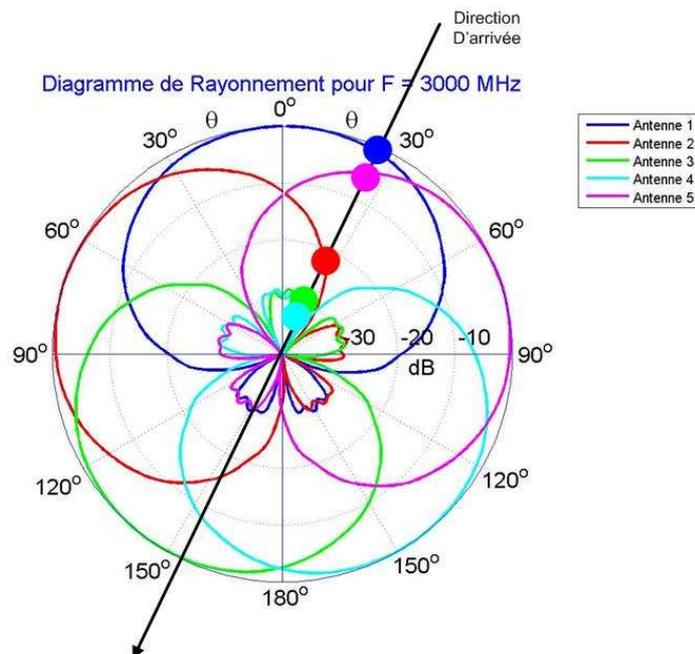


Figure 69 : Méthode de calcul de la hauteur efficace moyennée sur un réseau de capteurs

Pour estimer le RSB minimal, on applique l'algorithme décrit précédemment pour chaque fréquence en incrémentant le RSB jusqu'à ce que l'erreur RMS soit inférieure à la précision demandée. De la même manière que pour la hauteur efficace, nous calculerons :

- Le RSB minimal pour obtenir 2° RMS pour la direction d'arrivée 0°
- Le RSB minimal pour obtenir 2° RMS pour toutes les directions d'arrivées

Les courbes suivantes vont donc donner le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS sur 360° sur la bande 30MHz – 3000MHz en polarisation verticale et horizontale, pour les deux systèmes antennaires.

Les RSB mesurés sont obtenus en utilisant les acquisitions en amplitude et phase faites pour chaque azimuth et chaque fréquence avec différents systèmes d'acquisitions et de mesures (Les bases de mesure THALES pour la bande 30MHz – 500MHz et la base SATIMO d'A-NOVO pour la bande 500MHz – 3000MHz).

De plus, nous en déduirons les sensibilités dans l'axe (0°) et sur 360° des deux réseaux de radiogoniométrie sur la bande 30MHz – 3000MHz.

IV.2 Réseau omnidirectionnel

Comme nous l'avons vu précédemment, les antennes utilisées pour le réseau d'antennes omnidirectionnelles sont des antennes boucles de diamètre 120mm pour la sous gamme 1 (30MHz – 500MHz) et 50mm pour la sous gamme 2 (500MHz – 3000MHz).

La figure 70 montre la simulation des 2 réseaux de boucles associés à l'ANT184 ainsi que le réseau complet réalisé. Le réseau omnidirectionnel est donc composé :

- D'un réseau de diamètre 1,1m constitué de 5 dipôles actifs couvrant la bande 30MHz – 700MHz (ANT184, Annexe 1) en polarisation verticale.
- D'un réseau de diamètre 250mm constitué de 5 dipôles passifs couvrant la bande 700MHz – 3000MHz (ANT184, Annexe 1) en polarisation verticale.
- D'un réseau de 5 boucles actives de diamètre 1,04m couvrant le bande 30MHz – 500MHz en polarisation horizontale.
- D'un réseau de 5 boucles passives de diamètre 200mm couvrant la bande 500MHz – 3000MHz en polarisation horizontale

L'encombrement global du système respecte le cahier des charges, à savoir un diamètre de 1,1m et une hauteur de 380mm.

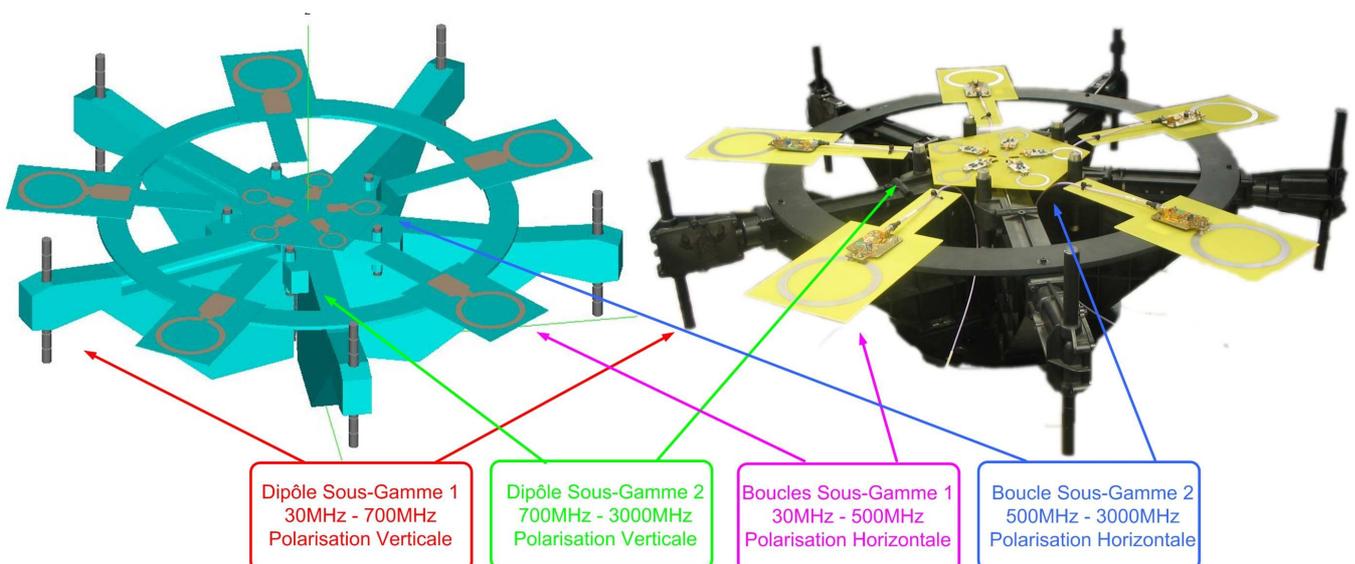


Figure 70 : Réseau omnidirectionnel simulé et réalisé

Les RSB mesurés sont obtenus en utilisant les acquisitions en amplitude et phase faites pour chaque azimut et chaque fréquence avec différents systèmes d'acquisitions et de mesures (La base de mesure THALES pour la bande 30MHz – 500MHz et la base SATIMO d'A-NOVO pour la bande 500MHz – 3000MHz). Les mesures sur la bande 30MHz – 500MHz seront réalisées ultérieurement sous réserve de la disponibilité des moyens de mesures de THALES. Les courbes suivantes donne le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS sur 360° sur la bande 30MHz – 3000MHz en polarisation verticale et horizontale.

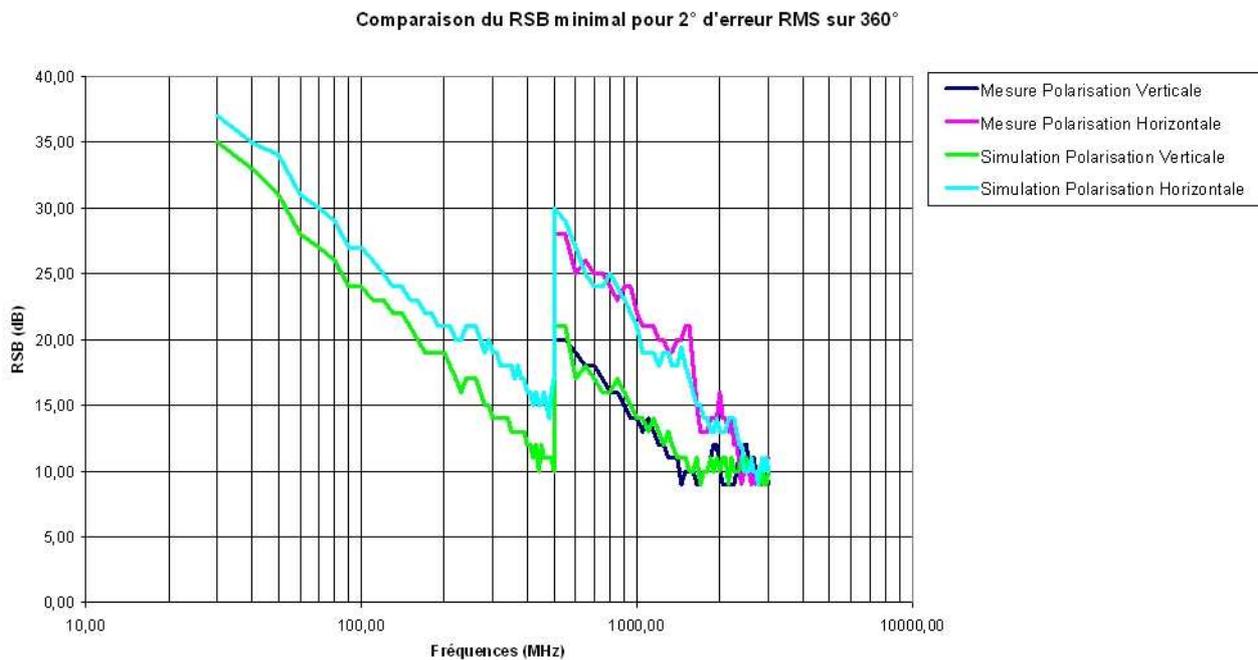


Figure 71 : Comparaison pour le système omnidirectionnel du RSB minimal pour 2° d'erreur RMS en fonction de la polarisation

Les courbes montrent que sur la bande 30MHz – 500MHz, il faut un RSB plus important pour le réseau de boucles horizontales. Ceci est dû à la différence de position du centre de phase entre les réseaux d'antennes à polarisation verticale et horizontale. En effet, les deux réseaux ont un encombrement équivalent, mais si on considère les positions des centres de phase, le diamètre du réseau de dipôle est légèrement plus grand ce qui permet d'obtenir un meilleur RSB pour les basses fréquences. On retrouve le même phénomène pour la bande 500MHz – 3000MHz avec un réseau de boucles de 200mm alors que le réseau de dipôles fait 250mm.

A partir des valeurs de RSB, on peut donc en déduire les courbes de sensibilités calculées à partir des simulations et calculées à partir de mesures (figures 72 et 73) à partir des valeurs de RSB et de hauteurs efficaces (Chapitre 1, I.2).

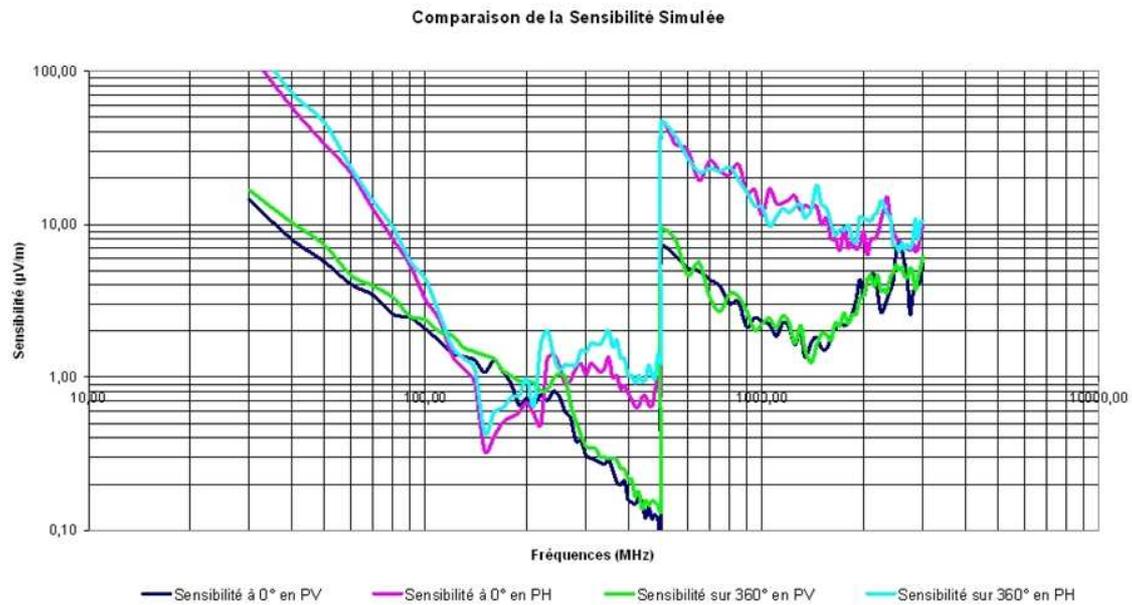


Figure 72 : Sensibilité calculée à partir de simulations pour le système omnidirectionnel

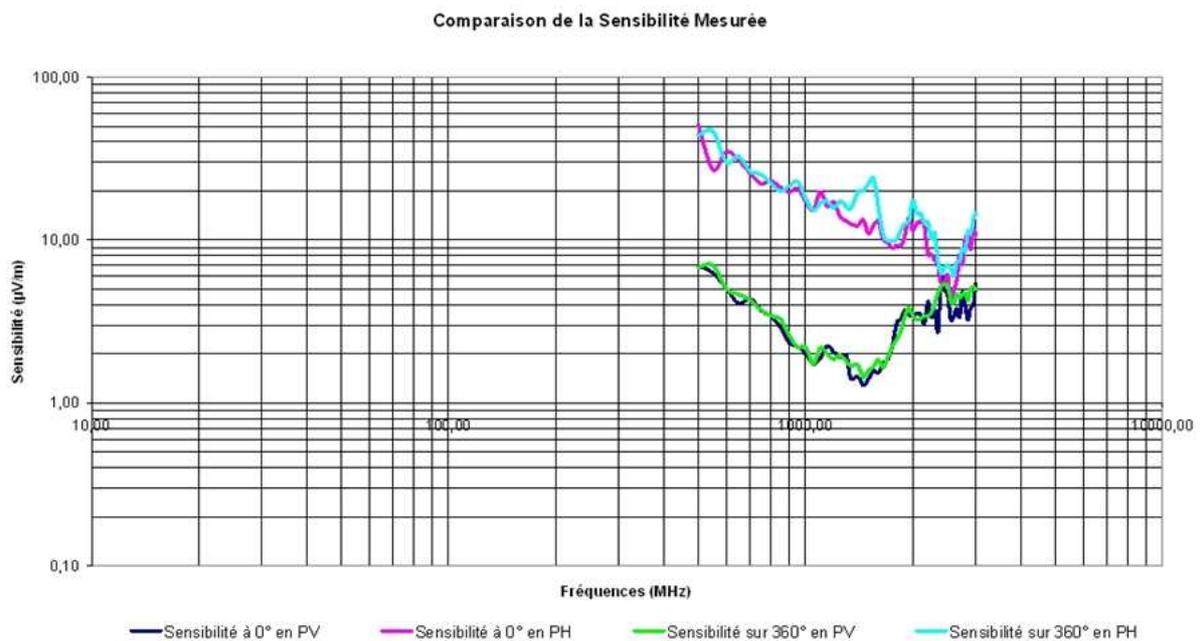


Figure 73 : Sensibilité calculée à partir de mesures pour le système omnidirectionnel

En polarisation verticale, la sensibilité est inférieure à $10\mu\text{V/m}$ sur toute la bande de fréquence. En polarisation horizontale, on s'aperçoit que les valeurs de hauteurs efficaces des antennes boucles pénalisent la sensibilité. En effet, ceci s'observe entre 30MHz et 80MHz et pour la majeure partie de la sous gamme 2. Sur le reste de la bande, la sensibilité est inférieure à $10\mu\text{V/m}$.

Ces valeurs montrent les axes d'optimisation des antennes omnidirectionnelles en polarisation horizontale. Des solutions pour améliorer les performances seraient :

- D'agrandir la taille du réseau de boucle afin d'améliorer le RSB.
- De modifier les antennes afin d'améliorer la hauteur efficace, en particulier les cellules d'adaptation des antennes boucles de la sous gamme 1.

Nous connaissons maintenant les performances de radiogoniométrie du système antenne omnidirectionnel, nous allons donc maintenant étudier celles du système antenne directif.

IV.3 Réseau directif

Comme nous l'avons vu précédemment, les antennes utilisées pour le réseau d'antennes directives sont des antennes cardioïdes pour la sous gamme 1 (30MHz – 500MHz) et des antennes spirales pour la sous gamme 2 (500MHz – 3000MHz).

La figure 75 montre la simulation des 2 réseaux imbriqués ainsi que le réseau complet réalisé. Le réseau directif est donc composé :

- D'un réseau de 5 cardioïdes actives de diamètre 1,2m couvrant la bande 30MHz – 500MHz en polarisation verticale.
- D'un réseau de 5 cardioïdes actives de diamètre 1,2m couvrant la bande 30MHz – 500MHz en polarisation horizontale.
- D'un réseau de 5 spirales sinueuses passives de diamètre 0,4m couvrant le bande 500MHz – 3000MHz en polarisation verticale et horizontale.

L'encombrement global du système respecte le cahier des charges, à savoir un diamètre de 1,2m et une hauteur de 250mm.

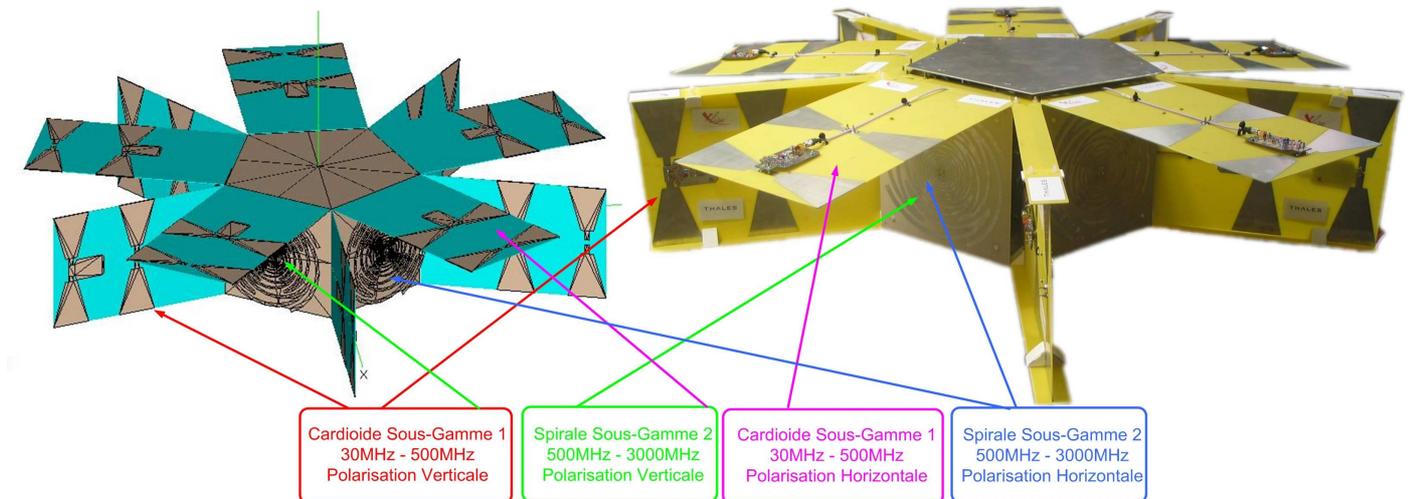


Figure 74 : Réseau directif simulé et réalisé

Comme dans le cas du système omnidirectionnel, les RSB mesurés sont obtenus en utilisant les acquisitions en amplitude et phase faites pour chaque azimut et chaque fréquence avec différents systèmes d'acquisitions et de mesures (La base de mesure THALES pour la bande 30MHz – 500MHz et la base SATIMO d'A-NOVO pour la bande 500MHz – 3000MHz. La figure 75 montre l'installation du réseau d'antennes directives sur le mat de la base THALES de Coulommiers.



Figure 75 : Installation du réseau d'antennes directives sur la base de Coulommiers

Les courbes de la figure 76 donnent le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS pour tous les azimuts sur la bande 30MHz – 3000MHz en polarisation verticale et horizontale.

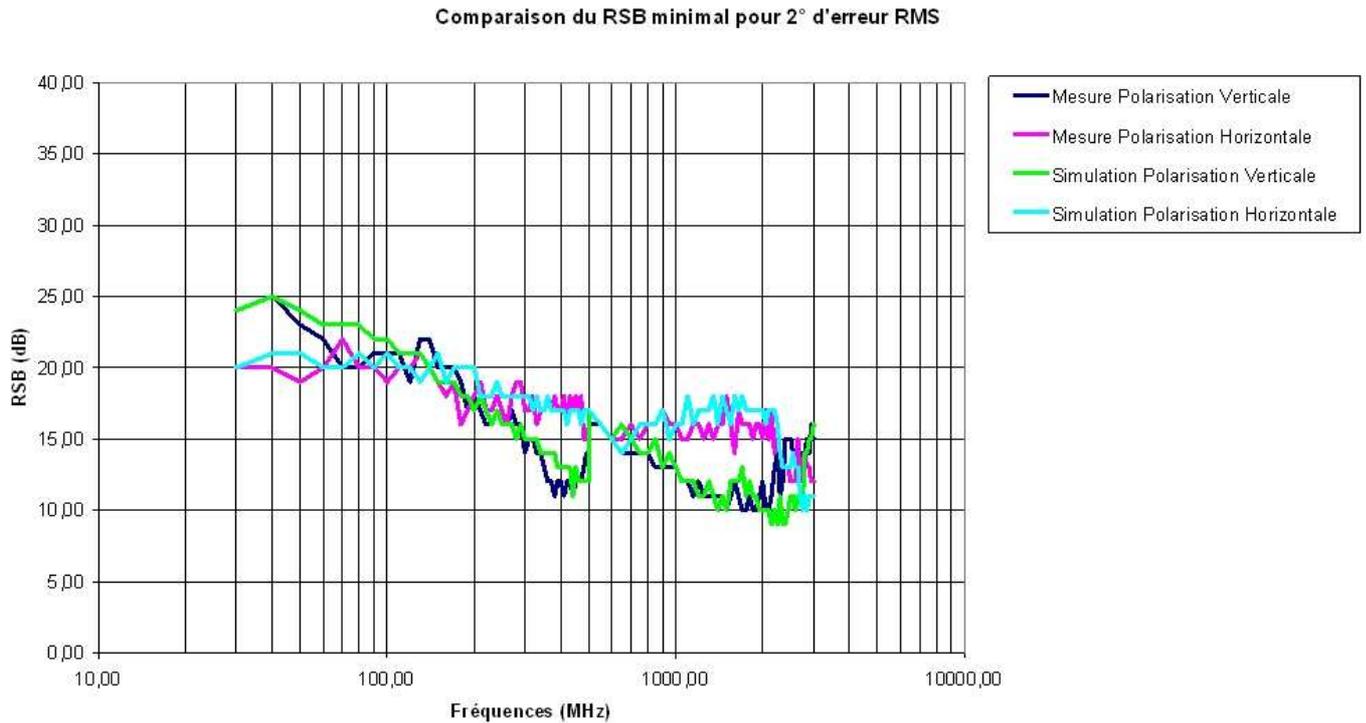


Figure 76 : Comparaison pour le système directif du RSB minimal pour 2° d'erreur RMS en fonction de la polarisation

Les courbes montrent que sur la bande 30MHz – 500MHz, il faut un RSB moins important pour le réseau de cardioïdes horizontales sur le bas de la bande de fréquence. Sur la bande 500MHz – 3000MHz, on retrouve le même phénomène. Ceci est dû à la différence d'ouverture entre les antennes dans leur polarisation respective. En revanche, on obtient de meilleurs RSB avec le réseau d'antennes directives qu'avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles à précision équivalente.

A partir des valeurs de RSB, on peut donc en déduire les courbes de sensibilité simulées et mesurées par sous gamme (figures 77 à 78).

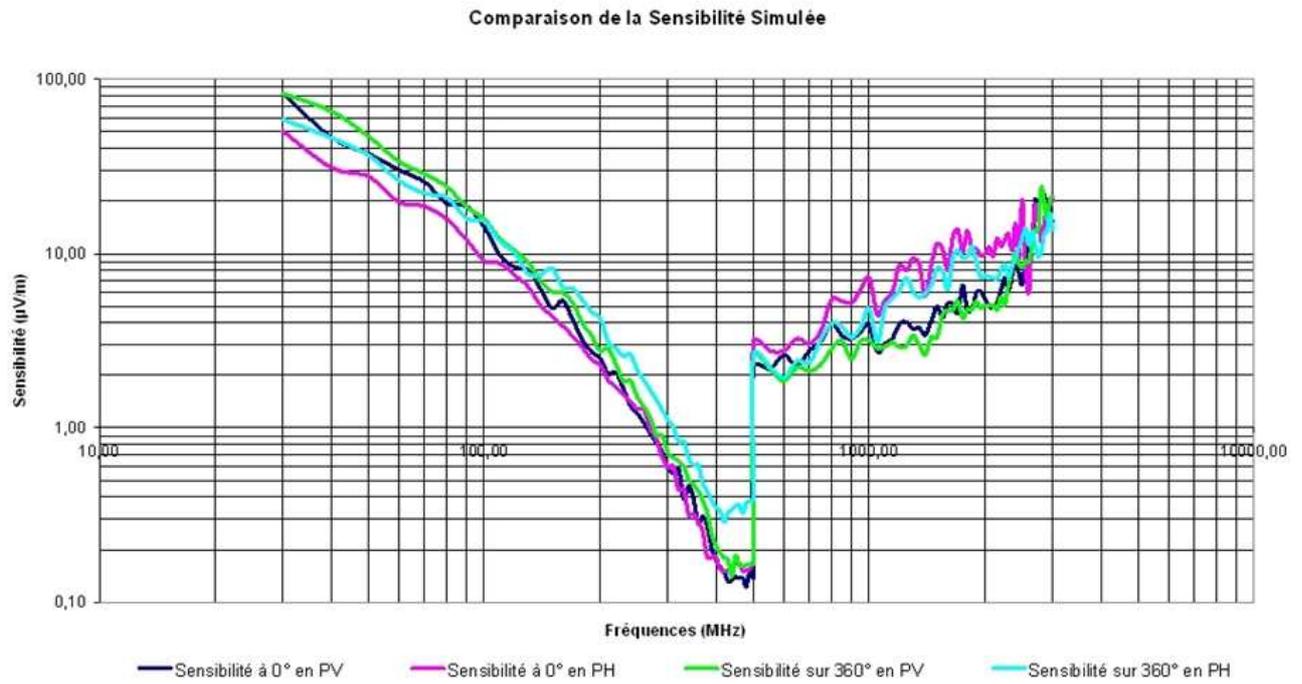


Figure 77 : Sensibilité calculée à partir de simulations pour le système directif

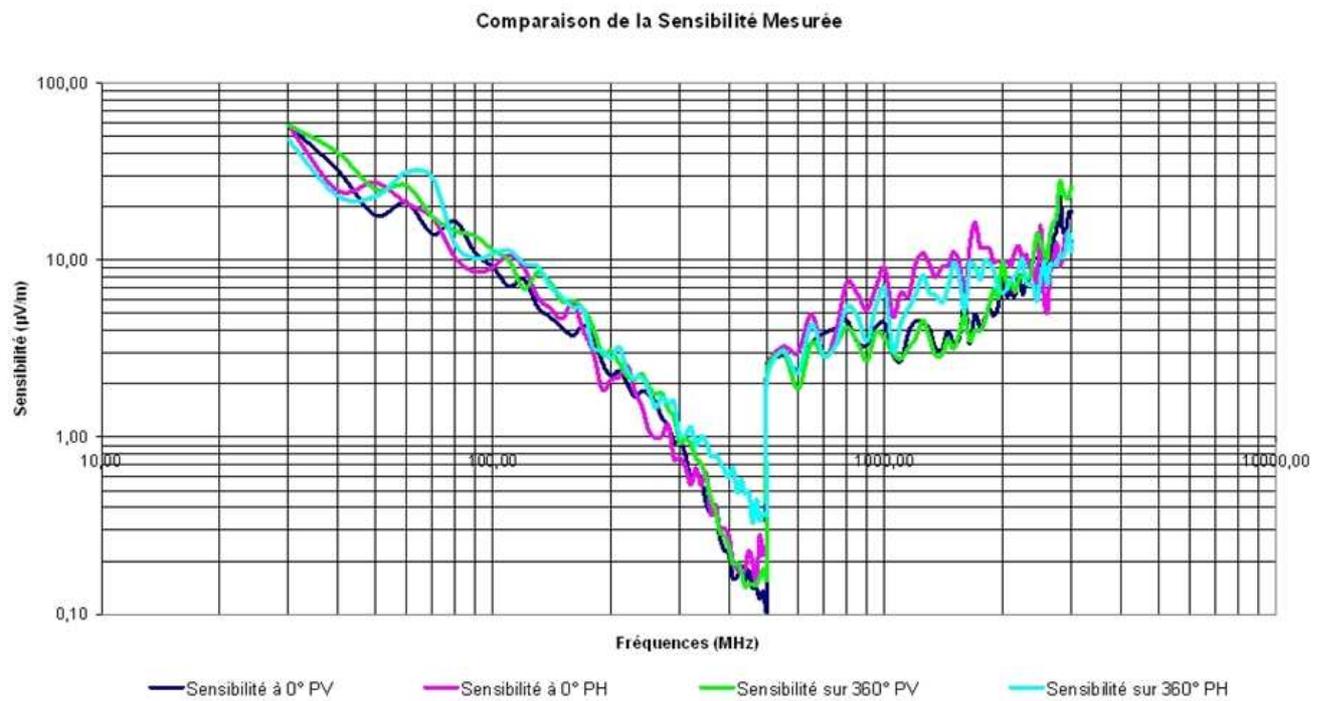


Figure 78 : Sensibilité calculée à partir de mesures pour le système directif

On s'aperçoit que les valeurs de hauteurs efficaces des antennes cardioïdes pénalisent la sensibilité en bas de gamme dans les deux polarisations.. Sur le reste de la bande, la sensibilité donne de bons résultats jusqu'à 2.8GHz dans les deux polarisations. Ces valeurs traduisent l'excellent comportement du réseau d'antennes directives puisque l'on parvient à obtenir une sensibilité inférieure à $10\mu\text{V/m}$ quel que soit l'angle d'arrivée sur 70% de la bande dans les deux polarisations.

Une solution pour améliorer la hauteur efficace des antennes cardioïdes serait d'augmenter la distance entre les deux brins biconiques constituant l'antenne. Cependant, cette solution reviendrait à augmenter la taille de l'antenne et ne permettrait donc pas de respecter l'encombrement visé.

V. CONCLUSION

Ce chapitre a permis dans un premier temps de choisir les types d'éléments rayonnants les mieux adaptés à la conception de deux systèmes antennaires de goniométrie : un réseau constitué d'antennes omnidirectionnelles et un réseau constitué d'antennes directives. Les éléments rayonnants ont été choisis en réalisant le meilleur compromis entre toutes les solutions tout en considérant l'application finale des systèmes. Afin de respecter les contraintes d'encombrement, les antennes couvrant la bande 30MHz – 500MHz, sont très petites devant la longueur d'onde et actives. Pour la sous gamme haute (500MHz – 3000MHz), les antennes sont passives.

Pour le système omnidirectionnel, le choix des antennes à polarisation horizontale s'est porté sur des antennes boucles afin de maîtriser la polarisation de l'antenne. Concernant les antennes directives de la sous gamme 1, le choix s'est porté sur des antennes cardioïdes en polarisation verticale et horizontale afin de conserver un diagramme de rayonnement directif sur toute la bande. Pour la bande haute les antennes spirales sinueuses semblent donner les meilleures performances tout en permettant d'avoir les deux polarisations linéaires.

Après avoir dimensionné et évalué les performances des éléments rayonnants, ils ont été associés en réseau dans le but de déterminer leurs performances de radiogoniométrie. Ces performances montrent que le réseau d'antennes directives, comme nous l'avons vu au chapitre 2, permet sur la bande de fréquence visée, de minimiser le RSB nécessaire pour obtenir une précision donnée dans les deux polarisations. Par contre, sur une bande allant de 30MHz à 80MHz, la hauteur efficace des antennes cardioïdes n'est pas suffisante pour obtenir une sensibilité inférieure à $10\mu\text{V/m}$.

Pour le réseau d'antennes omnidirectionnelles, on observe le même phénomène sur les hauteurs efficaces que pour les antennes directives, mais avec un RSB plus important dû aux propriétés des réseaux d'antennes omnidirectionnelles. Cependant, cela ne permet pas d'obtenir une sensibilité inférieure à $10\mu\text{V/m}$ sur la bande 30MHz – 80MHz en polarisation horizontale.

En conclusion, une optimisation des antennes actives sur la bande de fréquence 30MHz – 80MHz serait donc nécessaire pour obtenir une sensibilité avoisinant les $10\mu\text{V/m}$.

Cette optimisation peut s'effectuer dans le cas des antennes omnidirectionnelles, en augmentant la taille des éléments rayonnants ou en optimisant la cellule d'adaptation pour améliorer la hauteur efficace.

Dans le cas des antennes directives, il faudra éloigner les brins des cardioïdes pour diminuer le facteur de réseau et améliorer la hauteur efficace. Par contre, ceci ne permettrait pas d'obtenir un diagramme de rayonnement cardioïde jusqu'à 500MHz et il faudrait alors modifier la sous gamme 2 pour la faire commencer plus bas en fréquence.

Finalement, quel que soit le système, un compromis devra être réalisé entre l'encombrement et les performances de l'antenne pour atteindre une sensibilité inférieure à $10\mu\text{V/m}$ sur la bande 30MHz – 80MHz.

Les performances annoncées dans ce chapitre ont été calculées en considérant les systèmes antennaires de radiogoniométrie seuls. Or, ces systèmes sont généralement installés sur des porteurs mobiles pouvant engendrer des perturbations et donc influencer certaines performances du radiogoniomètre.

Pour prendre en compte l'influence du porteur sur le réseau d'antenne, on effectue généralement, des phases d'étalonnage des réseaux d'antennes sur véhicule. Ces étapes sont souvent longues et onéreuses.

Dans le chapitre suivant, nous utilisons dans un premier temps, la simulation électromagnétique du système réel complet (système + porteur), afin d'étudier l'impact des structures porteuses sur les performances. Cette étude permettra de déterminer les conditions optimales de fonctionnement en environnement réel pour les deux types de réseaux étudiés.

Dans un deuxième temps, nous discuterons de l'intérêt de cette phase de simulation pour s'affranchir éventuellement des étapes d'étalonnages avec porteur, difficiles à réaliser.

CHAPITRE 4
ETUDE DES PERFORMANCES SUR
PORTEUR

SOMMAIRE DU CHAPITRE 4

I. Introduction	139
II. Systèmes antennaires sur vehicule	141
II.1 Systèmes sur le toit.....	143
II.2 Systèmes antennaires surélevés du toit du véhicule.....	147
II.3 Etalonnage sans véhicule.....	151
II.3.1 Performances quel que soit l'angle d'arrivée	151
II.3.2 Pourcentage du nombre d'azimuts valides.....	157
III. Conclusion.....	161

I. INTRODUCTION

Comme nous l'avons vu dans les premiers chapitres, l'objectif est de réaliser un système antenne de radiogoniométrie compacte multi polarisation destiné à être intégré sur un porteur. La figure ci dessous montre des exemples d'installation de l'antenne ANT184



Figure 79 : Exemple d'intégration de l'antenne ANT184

Les systèmes de radiogoniométrie tactiques et/ou compacts sont généralement installés sur des porteurs mobiles (véhicule, bateau, avion) ou sur des mâts à déploiement tactique (télescopique). Dans le cas de porteur mobile, celui ci peut modifier de façon plus ou moins importante en fonction de la fréquence, les performances radioélectriques de chaque aérien et donc au final les performances de radiogoniométrie (précision et sensibilité).

Les phénomènes pouvant intervenir dans la modification des performances sont nombreux : couplage, réflexion, diffraction etc...et ses phénomènes peuvent entraîner :

- Des déformations des diagrammes de rayonnement
- Des modifications des niveaux de polarisation croisée
- Des multi trajets pouvant causer des erreurs d'estimation d'angle d'arrivée

Pour prendre en compte la plupart de ces phénomènes, il est nécessaire de réaliser une phase d'étalonnage du réseau d'antennes avec son porteur. Pour cela, on place le réseau d'antenne dans ses conditions d'utilisation, et on réalise l'acquisition en amplitude et phase, de signaux parcourant

un plan fréquentiel et azimutal prédéfinis. Ces acquisitions permettent ensuite de générer une table dite table d'étalonnage.

Cependant, ces phases d'étalonnage sur porteur sont souvent onéreuses et difficiles à mettre en place notamment lorsque le porteur est de très grande dimension ou est situé dans un environnement difficile d'accès (bateau, avion). Une solution pour s'affranchir de ces problèmes serait de concevoir un système antenne avec des diagrammes de rayonnement d'aérien peu perturbés par la structure porteuse.

Dans ce contexte, nous allons étudier dans la suite, la robustesse des deux systèmes étudiés face aux perturbations liées à la présence d'un porteur.

Dans un premier temps, l'influence d'un porteur de type « véhicule + mât » sur les performances est étudiée par simulation électromagnétique, pour les deux systèmes antennaires définis dans le chapitre 3. L'étude des résultats permet de déduire quelle configuration de réseau antenne est la mieux adaptée à l'intégration sur porteur.

Puis dans un deuxième temps, nous évaluerons les performances de radiogoniométrie des configurations établies afin de déterminer si on peut s'affranchir des phases d'étalonnage avec porteur.

II. SYSTEMES ANTENNAIRES SUR VEHICULE

L'étude présentée dans ce paragraphe porte sur la simulation des performances des deux systèmes de radiogoniométrie décrit précédemment en présence d'un porteur de type véhicule dont les dimensions sont décrites sur la figure 80. Le porteur sera placé sur un sol moyennement sec dont les caractéristiques électriques sont : $\epsilon_r=15$ et $\sigma=0.005$ [42] ;

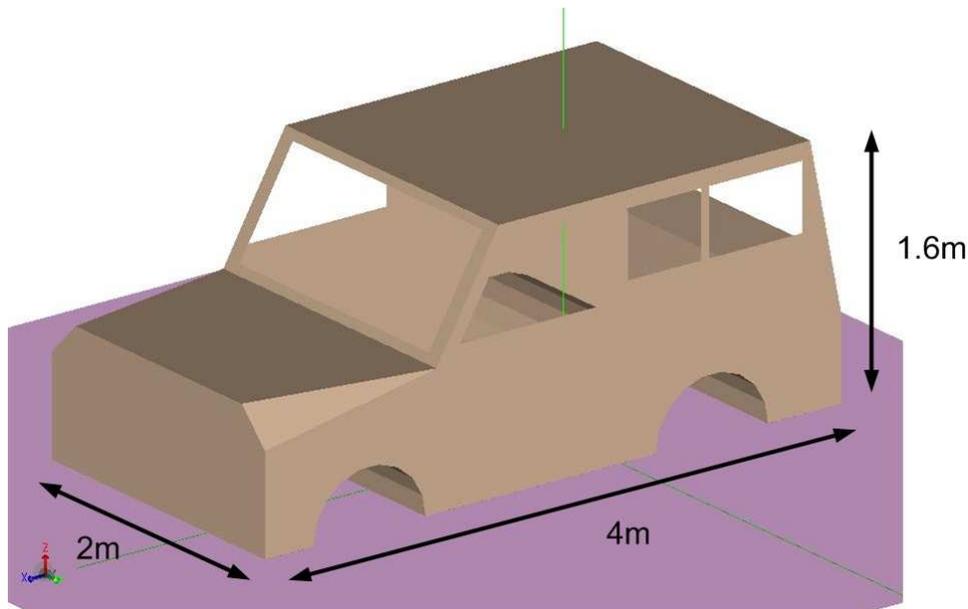


Figure 80 : Description du porteur

Dans chaque cas, nous calculerons le rapport signal sur bruit minimal pour obtenir une précision de 2° RMS avec l'algorithme multi polarisations décrit dans le chapitre précédent. Les systèmes de radiogoniométrie seront placés au centre du toit du véhicule comme indiqué sur la figure 81.

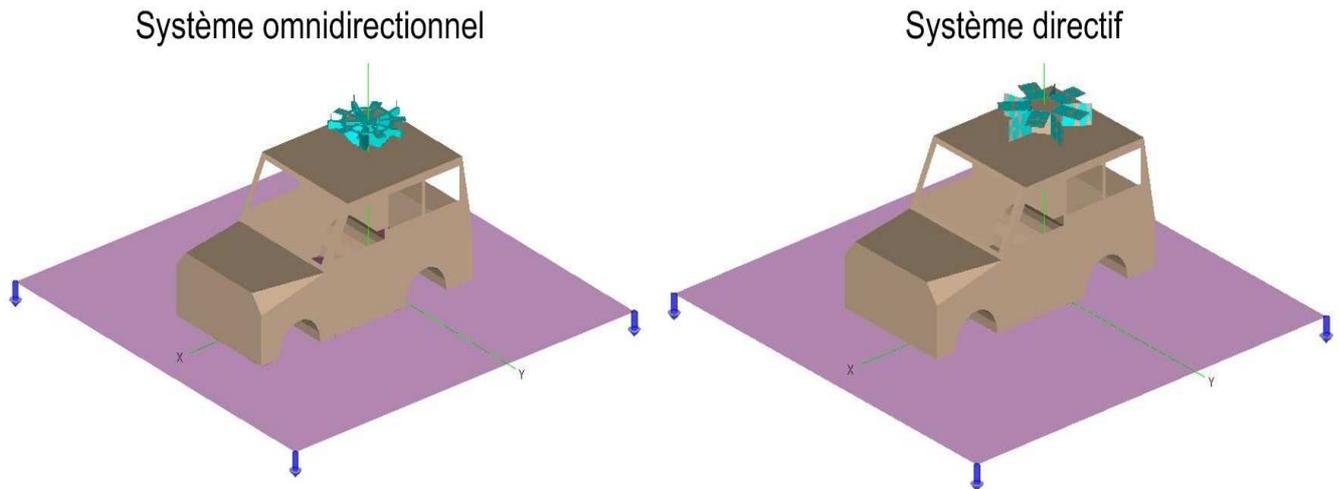


Figure 81 : Positionnement des systèmes de radiogoniométrie sur véhicule

Comme les capacités du simulateur ne nous permettent pas de simuler les structures entières (véhicule + système antennaire, Cf. figure 82) sur toute la bande de fréquence, nous simulerons les antennes sans leur diélectrique. Ces modifications des caractéristiques des antennes nous permettront tout de même d'estimer l'impact du véhicule sur les performances de radiogoniométrie.

	Fréquence 30MHz	Fréquence 500MHz	Fréquence 3000MHz
Système omnidirectionnel + Véhicule	~4000 inconnues	~75000 inconnues	~800000 inconnues
Système directif + Véhicule	3000 inconnues	~70000 inconnues	~700000 inconnues

Figure 82 : Nombre d'inconnues en fonction du type de simulation

De plus, les capacités de calcul nécessaire pour pouvoir effectuer ces simulations jusqu'à 3GHz n'étant pas à notre disposition, cette analyse sera réalisée sur la sous gamme 1 : 30MHz – 500MHz.

II.1 Systèmes sur le toit

Dans un premier temps, nous considérons les deux systèmes antennaires placés sur le toit du véhicule (100mm entre l'antenne et le toit du véhicule). La figure 83 donne le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS lorsqu'on réalise un étalonnage en polarisations verticale et horizontale et qu'on applique l'algorithme de goniométrie décrit au chapitre 3. Ces valeurs sont comparées au cas idéal sans véhicule.

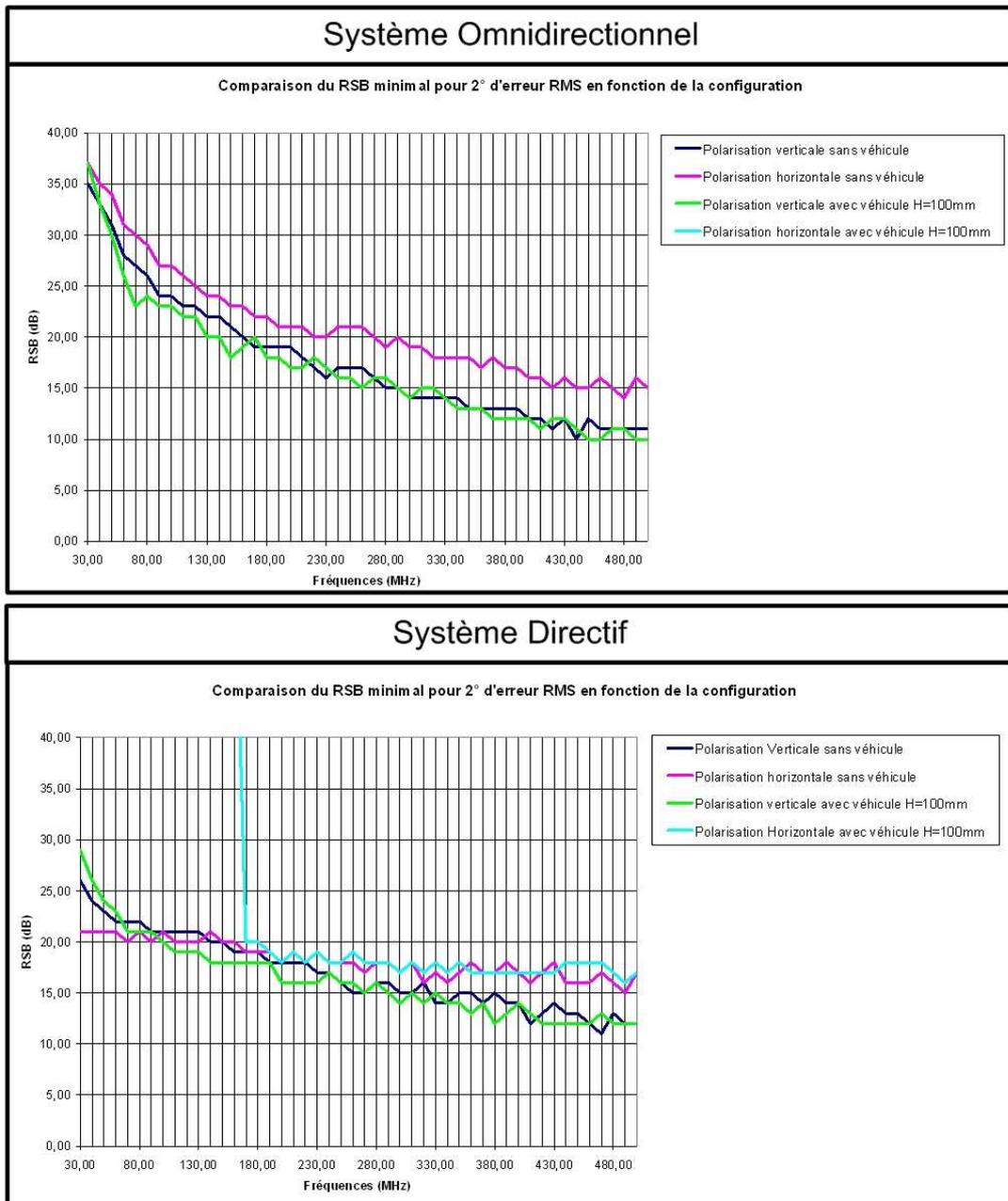


Figure 83 : RSB minimal sur véhicule pour une hauteur de 100mm

On remarque qu'en polarisation verticale, en faisant un étalonnage sur véhicule, on ne dégrade quasiment pas les performances par rapport à une configuration sans porteur (sauf légèrement en bas de gamme). Cependant, dans le cas de la polarisation horizontale, la valeur du RSB est infinie sur toute la bande pour le système omnidirectionnel, et entre 30 et 170MHz pour le système directif. En effet, dans ces cas particuliers, la présence du véhicule vient perturber les antennes à polarisation horizontale et on observe une forte augmentation de la polarisation croisée des antennes à polarisation verticale ne permettant pas au traitement de distinguer la bonne polarisation émise, ce qui implique une erreur de traitement. Les figures 84 et 85 montrent les niveaux normalisés reçus sur les antennes ainsi que leur polarisation croisée pour 30MHz, 400MHz dans les deux configurations, sans et avec véhicule.

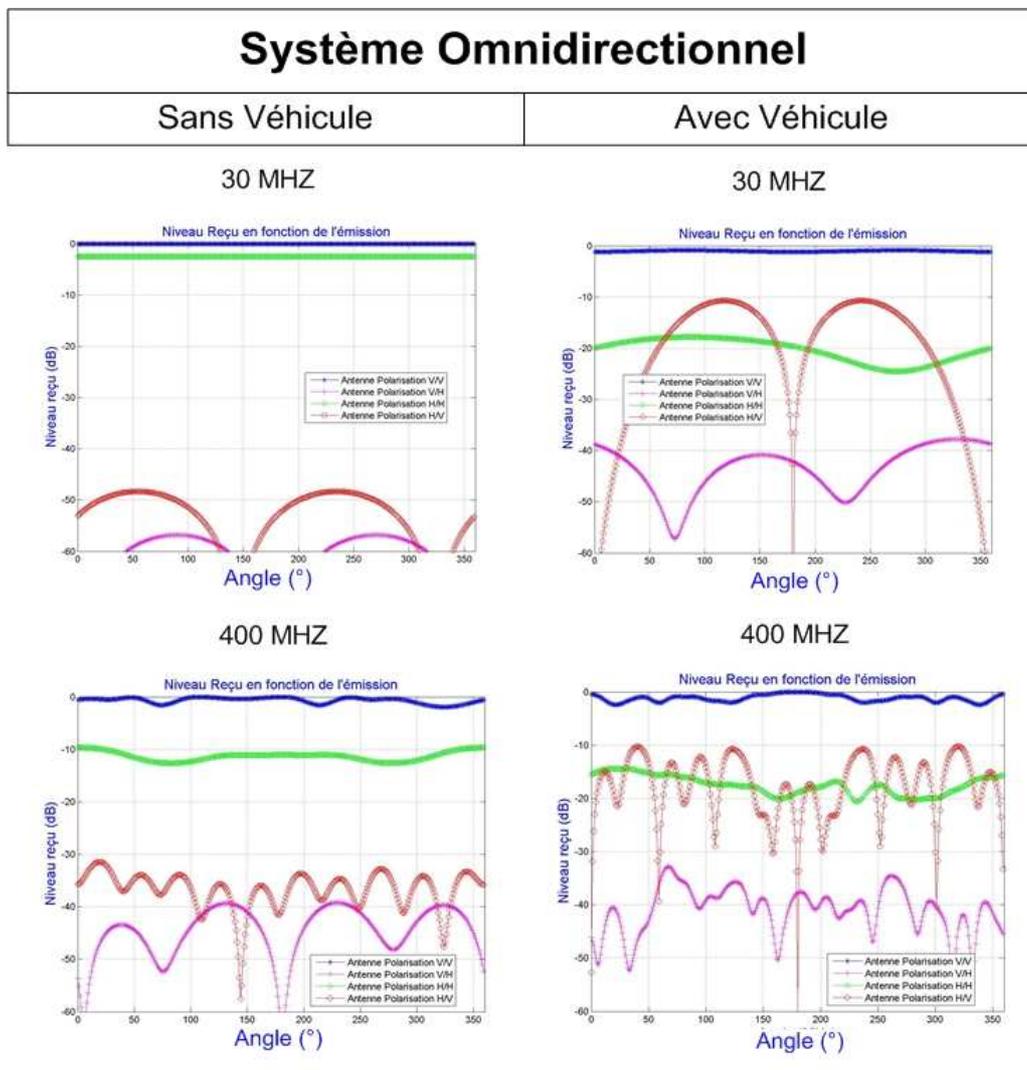


Figure 84 : Comparaison de la polarisation croisée dans le cas du réseau omnidirectionnel, avec et sans véhicule

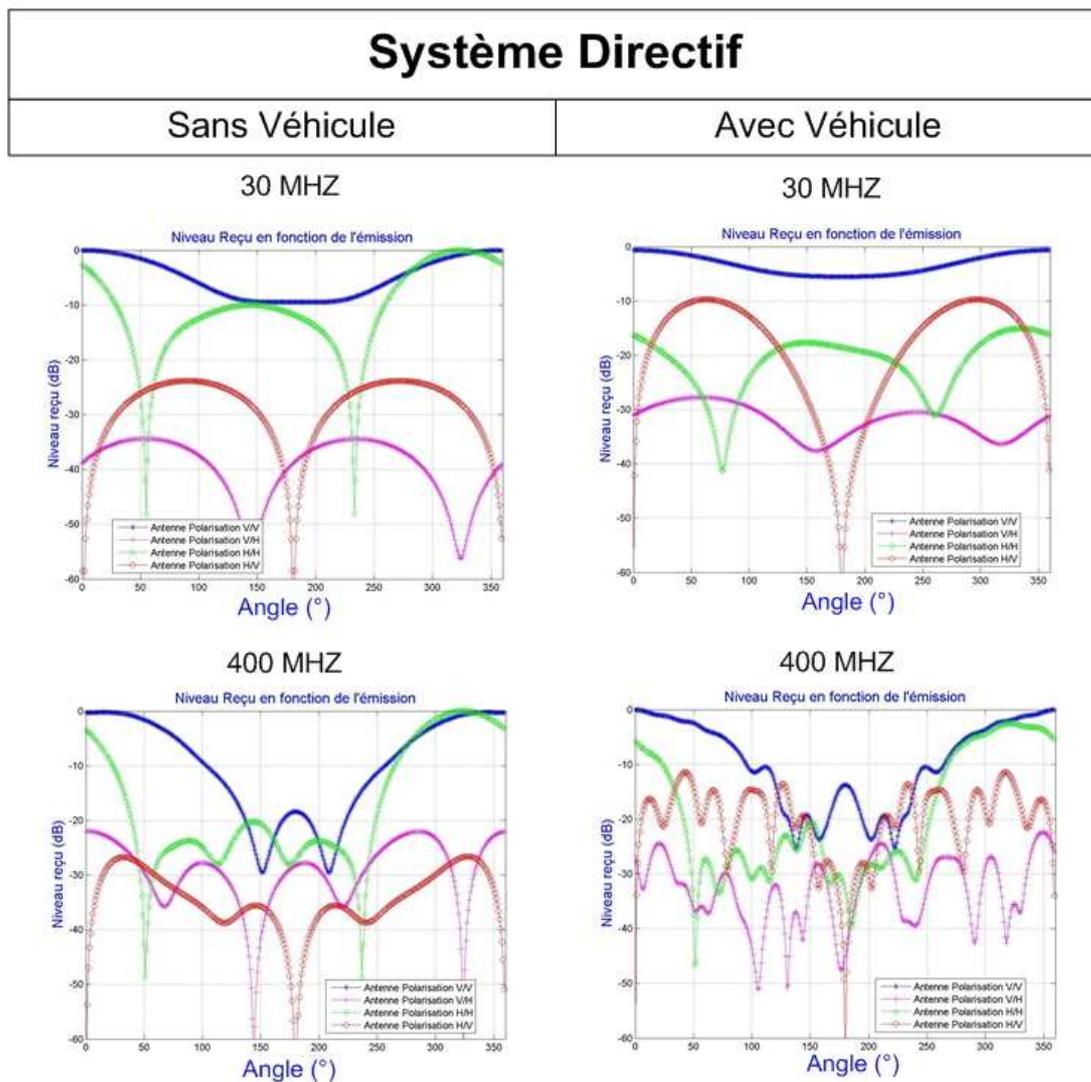


Figure 85 : Comparaison de la polarisation croisée dans le cas du réseau directif, avec et sans véhicule

Sur ces courbes, on observe plusieurs phénomènes lorsqu'on place le réseau antenneur sur le porteur :

- Pour les deux types de réseaux, on observe une diminution du niveau de polarisation principale pour les antennes en polarisation horizontale (H/H). Ceci se vérifie particulièrement sur le réseau omnidirectionnel. En revanche, ce phénomène ne s'observe quasiment pas pour le réseau directif en haut de bande.
- Pour les deux types de réseaux, on observe une légère augmentation du niveau de polarisation croisée pour les antennes en polarisation horizontale (V/H). Mais cette augmentation n'est pas significative et ne génère pas d'erreur de traitement au niveau de l'algorithme.

- Pour les deux types de réseaux, on observe une augmentation du niveau de polarisation croisée pour les antennes en polarisation verticale (H/V). Cette augmentation est importante et ce niveau devient supérieur à celui de l'antenne à polarisation horizontale pour certains azimuts. Cela génère des erreurs de traitement au niveau de l'algorithme.

Ces phénomènes permettent de confirmer que :

- La présence du porteur influe sur les diagrammes de rayonnement des antennes, notamment en polarisation horizontale.
- La présence du porteur engendre une augmentation des niveaux de polarisation croisée des deux types d'antennes. Elle est principalement observée pour les antennes en polarisation verticale.

A présent, nous allons estimer la distance minimale entre les systèmes antennaires et le toit du véhicule en vue de réduire ces phénomènes. Pour cette étude, nous allons surélever les réseaux d'antennes en hauteur par rapport au toit (de 300, 500, 700 et 900mm).

II.2 Systèmes antennaires surélevés du toit du véhicule

La figure 86 montre les configurations des deux réseaux d'antennes décalés d'une distance « H » variant de 300mm à 900mm.

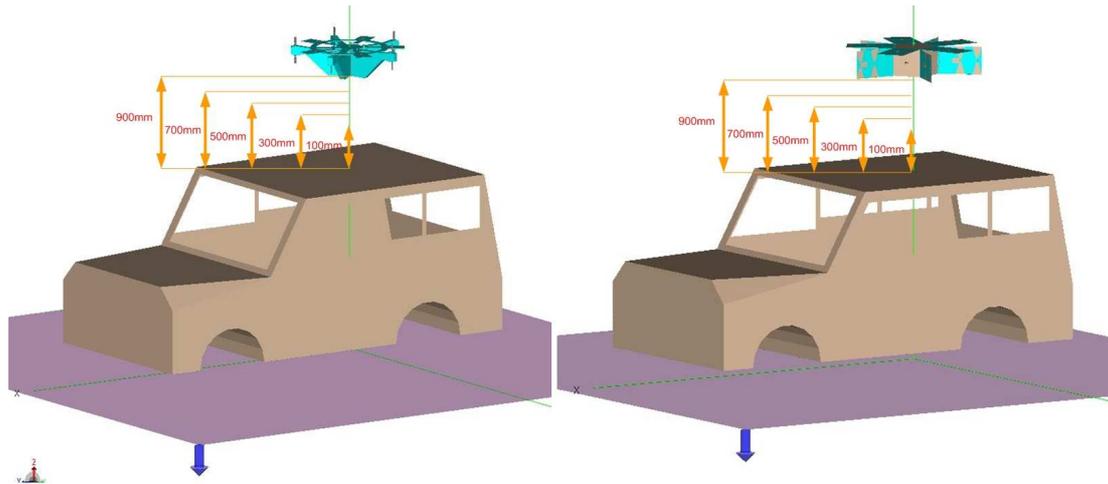


Figure 86 : Configuration des systèmes antennaires décalés du toit du véhicule

Nous avons reporté sur les figures 87 à 90 l'évolution du RSB pour chaque polarisation et chaque système antennaire en fonction de la distance « H » au toit.

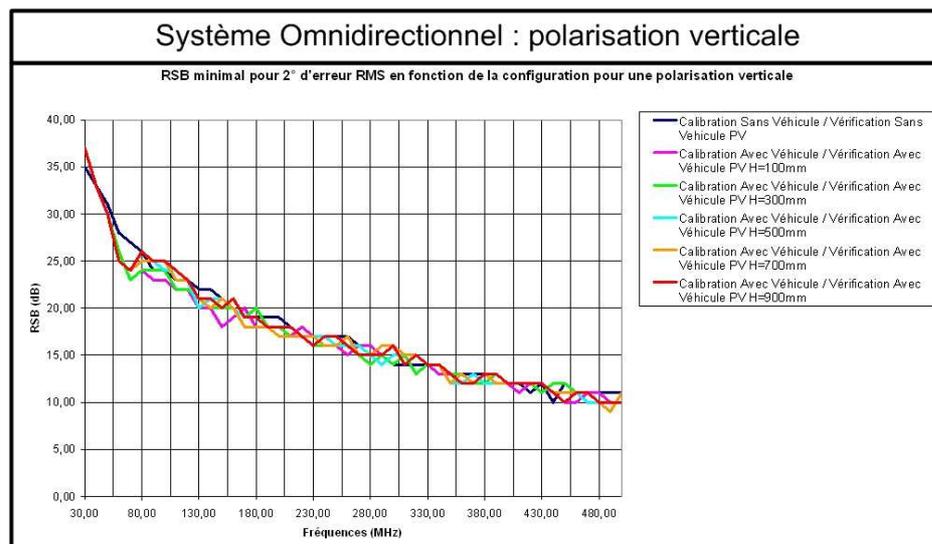


Figure 87 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation verticale pour le système omnidirectionnel

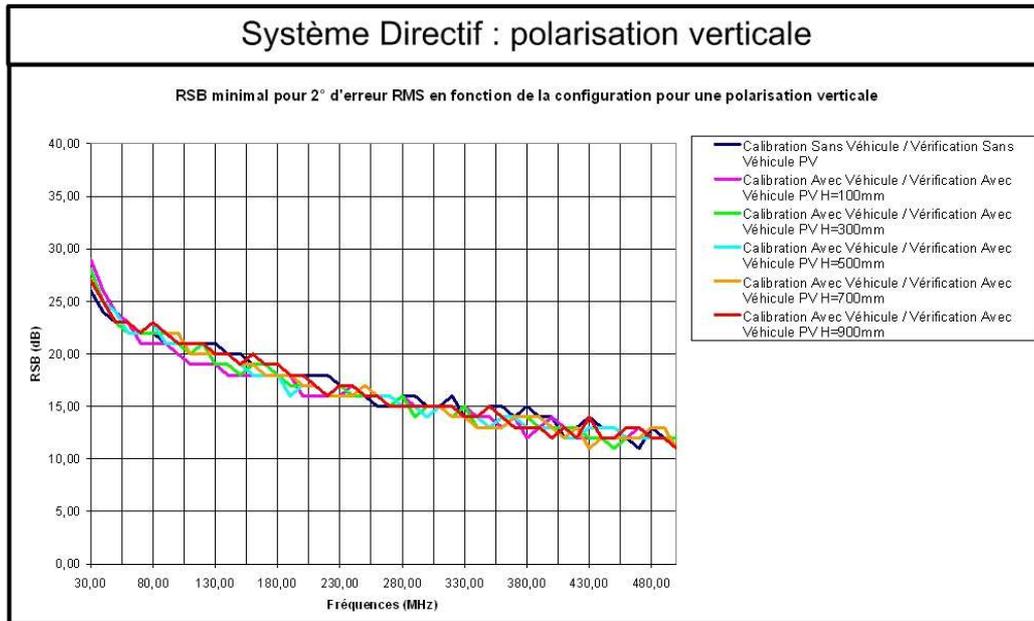


Figure 88 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation verticale pour le système directif

En polarisation verticale, on s'aperçoit que le RSB varie peu avec la hauteur, et qu'on tend très vite vers les résultats du système sans véhicule, et ce quel que soit le type de réseau utilisé.

Par contre, en polarisation horizontale, la présence du véhicule a un impact significatif sur les résultats. L'analyse des figures 89 et 90 montre :

- Qu'une distance de 900mm est nécessaire pour obtenir les mêmes performances que dans le cas sans véhicule sur toute la bande de fréquence et pour les deux types de réseau.
- Que le réseau d'antennes directives est moins sensible à la présence du véhicule que le système omnidirectionnel.

En effet, on peut noter par exemple, qu'à partir de 90MHz, avec le réseau d'antennes directives, on obtient les mêmes performances que dans le cas sans porteur pour une distance par rapport au toit de 300 mm. Par contre, pour la même distance de 300 mm, avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles, on converge à partir de 180MHz.

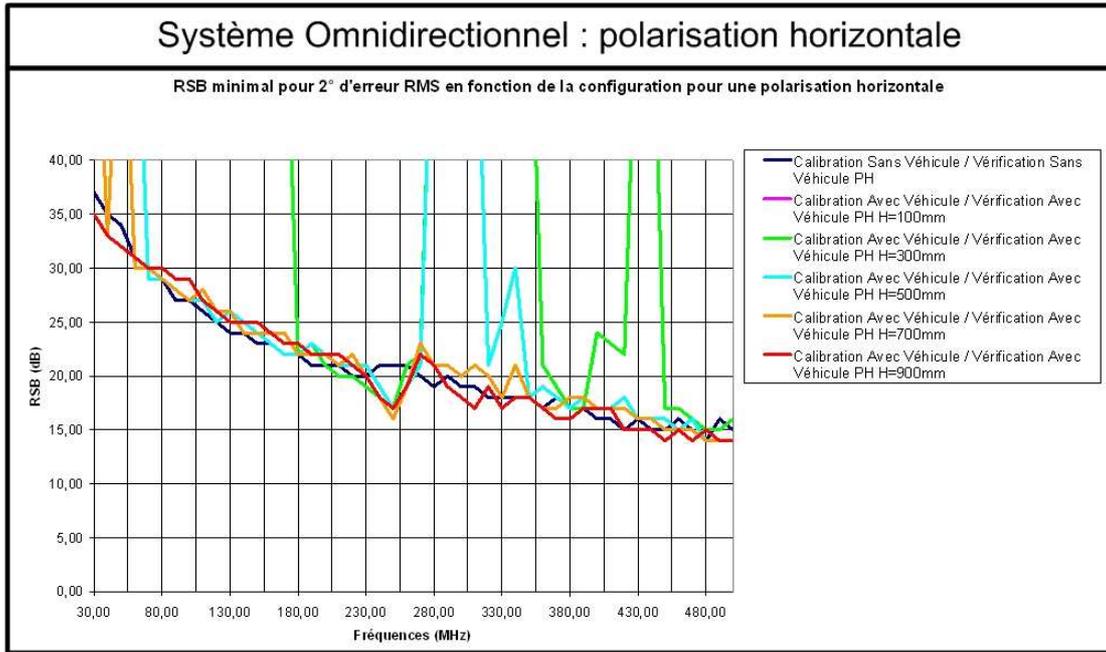


Figure 89 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation horizontale pour le système omnidirectionnel

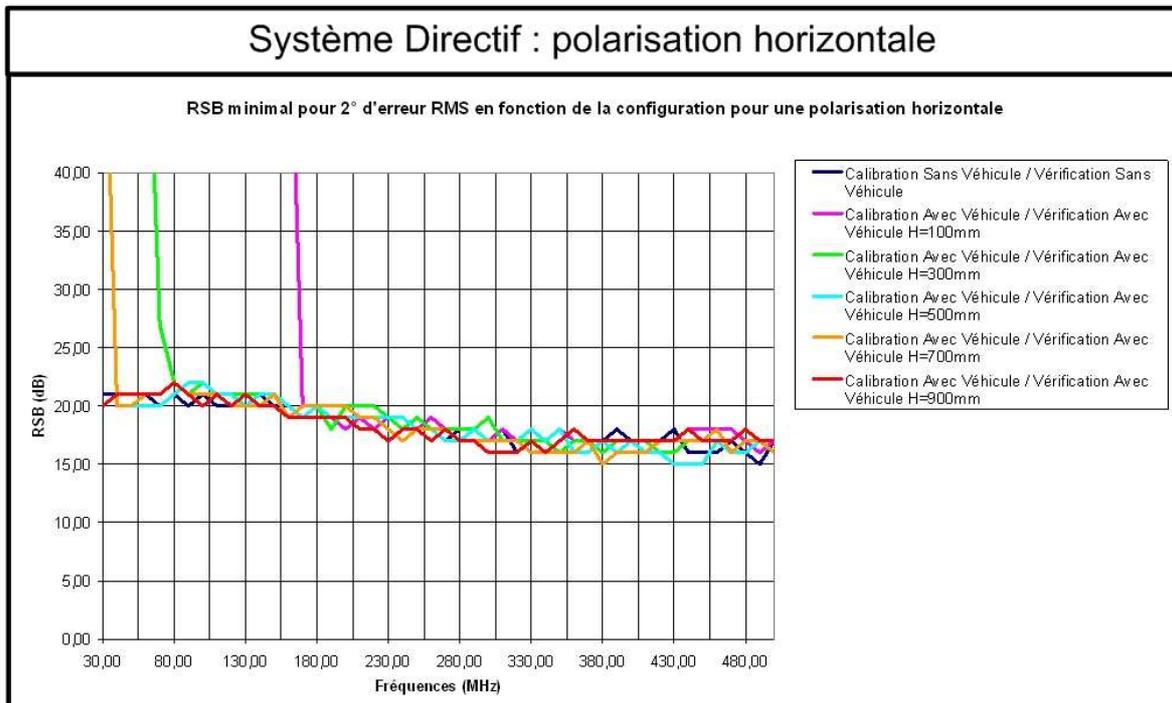


Figure 90 : Evolution du RSB en fonction de la distance au toit en polarisation horizontale pour le système directif

Le réseau d'antennes directives semble donc être plus robuste aux perturbations apportées par le véhicule. En effet, à la différence du réseau d'antennes omnidirectionnelles, les valeurs atteintes par le réseau d'antennes directives ne semblent plus évoluer une fois la convergence faite. De plus, cette analyse permet de constater qu'une distance de 900mm est nécessaire entre les réseaux d'antennes et le porteur, pour obtenir les mêmes performances que sans le véhicule sur toute la bande. Cependant, un étalonnage avec porteur est toujours nécessaire.

Par conséquent, dans le paragraphe suivant, nous allons évaluer à partir de quelle distance on peut éviter une phase d'étalonnage sur véhicule. Pour cette étude, on calculera le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS avec une vérification sur porteur réalisée à partir d'un étalonnage sans véhicule, et cela pour différentes hauteurs.

II.3 Etalonnage sans véhicule

II.3.1 Performances quel que soit l'angle d'arrivée

Idéalement, un système de radiogoniométrie devrait pouvoir se placer directement sur un porteur et être utilisé sans réalisation d'une phase d'étalonnage. Ce type de système est très difficile à réaliser, surtout lorsqu'on désire une couverture azimutale omnidirectionnelle.

Ce paragraphe va estimer les performances des deux systèmes de radiogoniométries placés à une distance « H » au-dessus du porteur en considérant une phase d'étalonnage sans véhicule. Les figures 91 à 94 donnent le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS pour une distance « H » égale à 900mm, 2m, 3m, 4m, 5m et 6m en fonction du système antennaire et de la polarisation.

➤ Polarisation Verticale

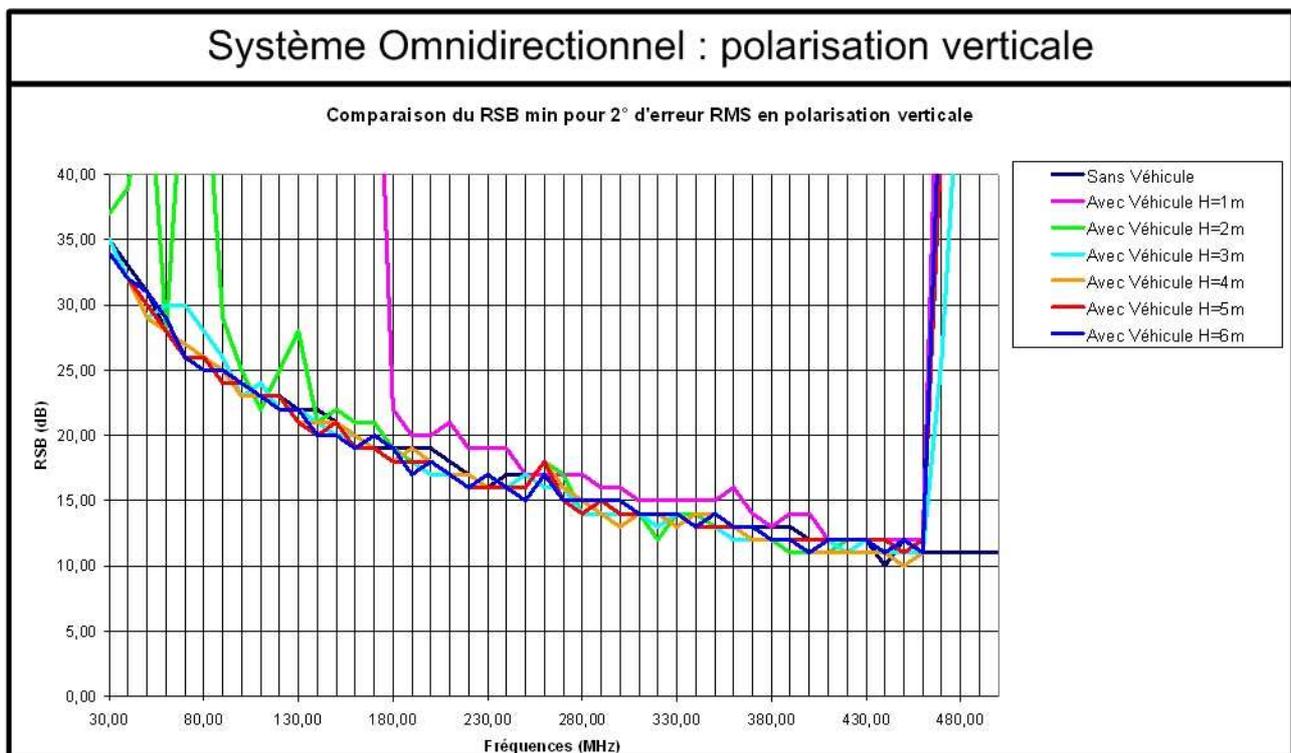


Figure 91 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation verticale

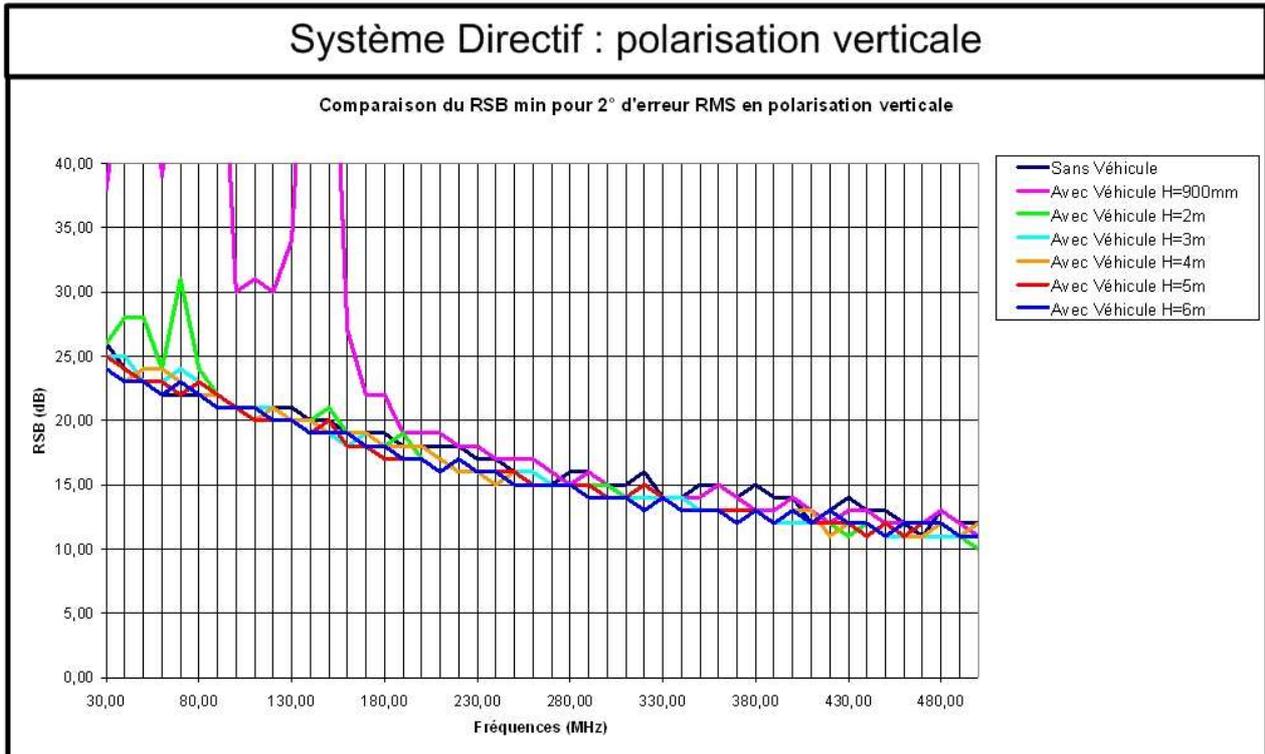


Figure 92 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation verticale

Avec le système antenne omnidirectionnel, il faut une distance minimale de 3m pour retrouver les performances sans véhicule, en conservant cependant des fortes perturbations au delà de 450MHz.

Avec le réseau d'antennes directives, une distance de 3m suffit pour obtenir les mêmes performances que sans le véhicule sur toute la bande.

Par conséquent, l'étalonnage sans véhicule donne de meilleurs résultats lorsqu'on utilise un réseau d'antennes directives.

➤ Polarisation horizontale

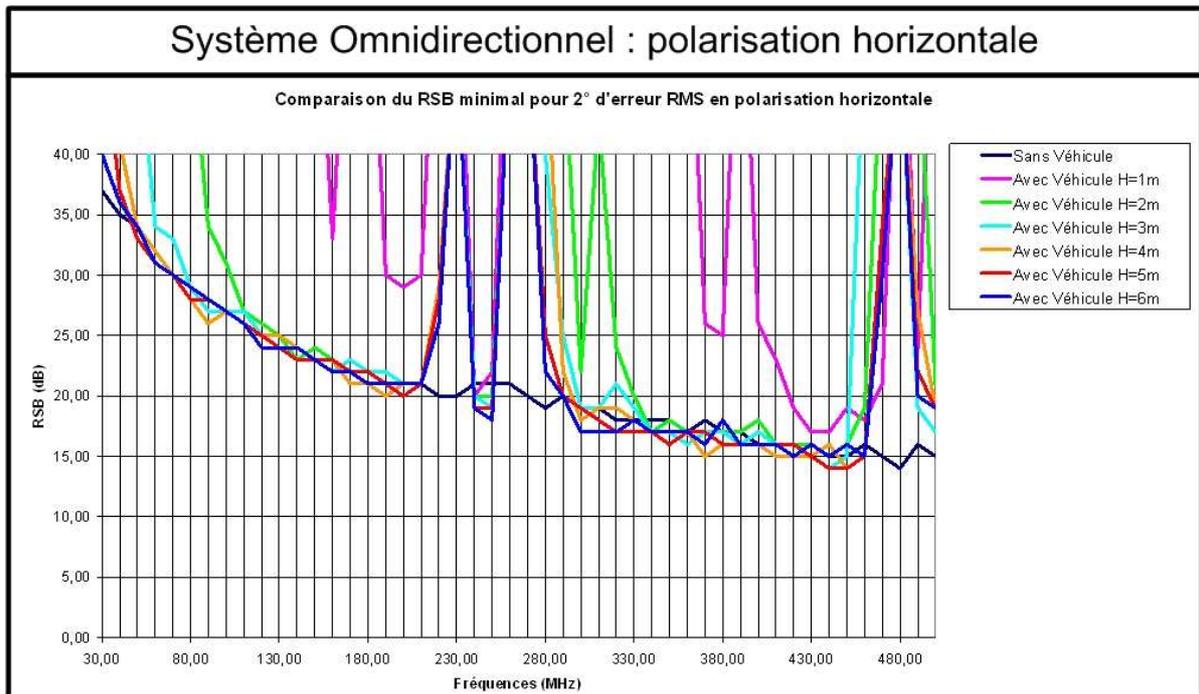


Figure 93 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation horizontale

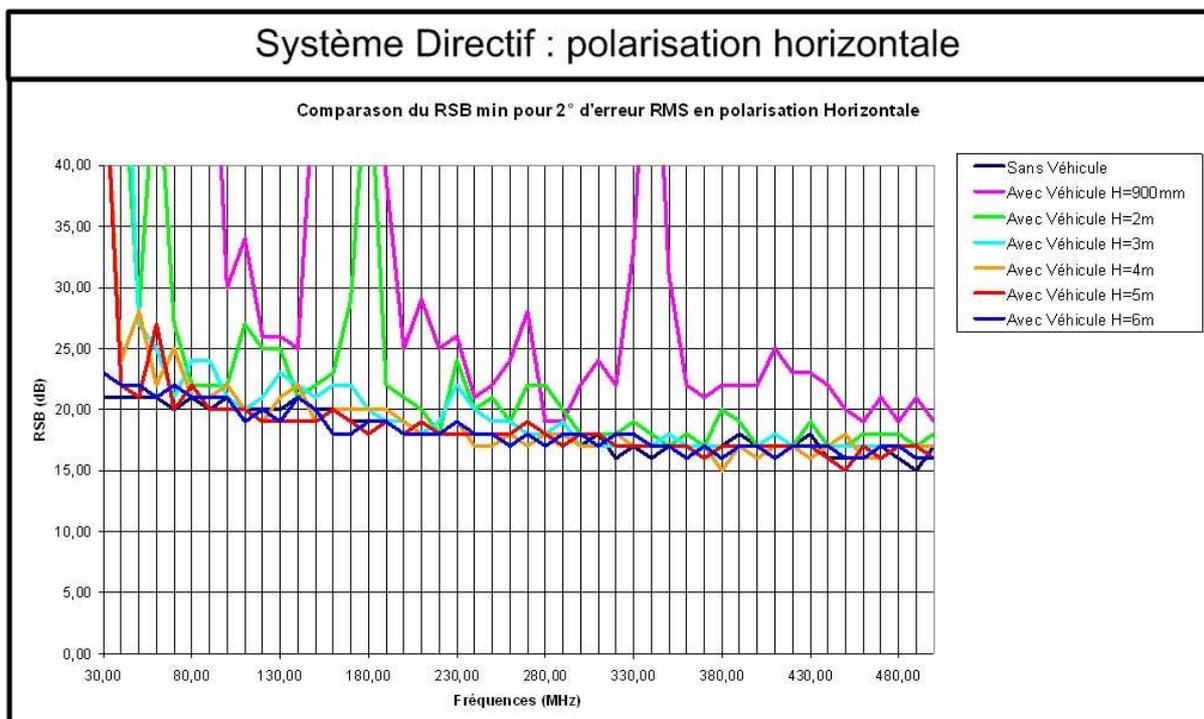


Figure 94 : Evolution du RSB avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation horizontale

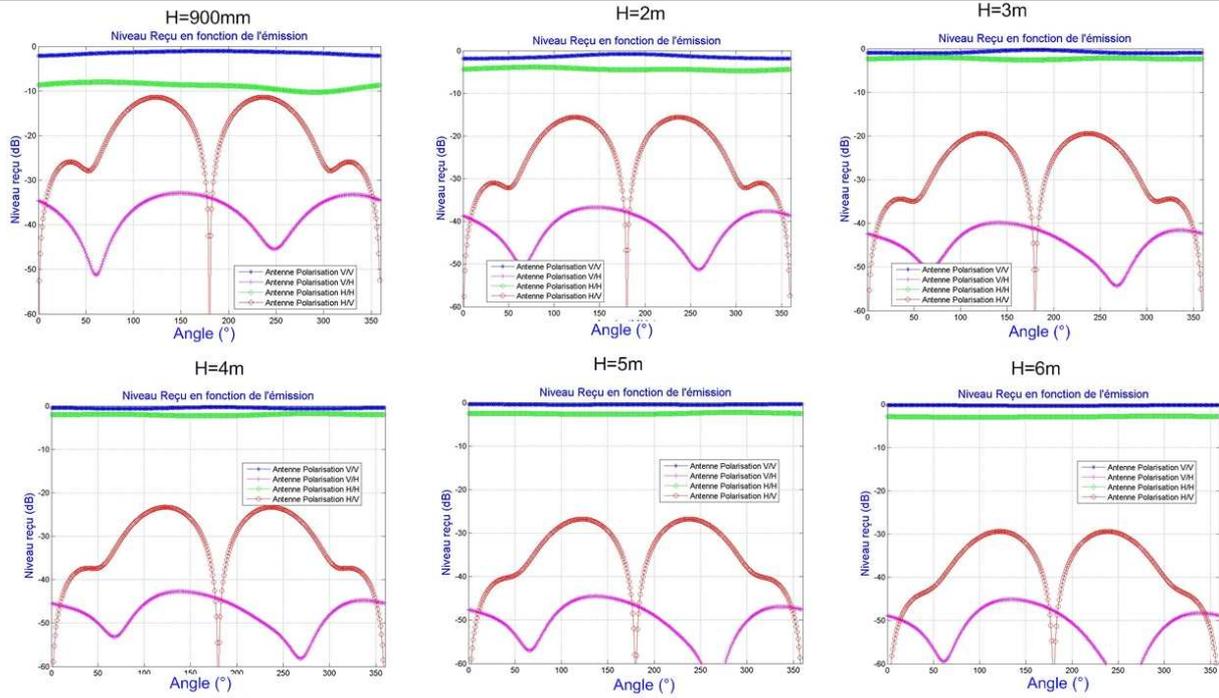
Avec le système antenne omnidirectionnel, il est très difficile d'obtenir des résultats identiques à ceux sans le véhicule pour des hauteurs comprises entre 1 et 5m. Il faudrait éventuellement des distances plus importantes pour pouvoir converger vers ces résultats.

Avec le réseau d'antennes directives, une distance de 6m suffit pour obtenir les mêmes performances que sans le véhicule sur toute la bande.

Par conséquent, en polarisation horizontale aussi, l'étalonnage sans véhicule donne de meilleurs résultats lorsqu'on utilise un réseau d'antennes directives.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, les RSB élevés sont principalement dus à des niveaux de polarisation croisée devenant supérieurs aux niveaux de polarisation principale et engendrant des erreurs de traitement. La figure 95 montre l'évolution de niveaux reçus sur chaque élément en fonction du type de réseau à 40MHz. On s'aperçoit que plus la distance augmente, plus les niveaux de polarisation principale deviennent importants par rapport à ceux des polarisations croisées (sur 360° pour le réseau d'antennes omnidirectionnelles et sur l'ouverture à 3dB pour le réseau d'antennes directives).

Système Omnidirectionnel en polarisation horizontale à 40MHz



Système Directif en polarisation horizontale à 40MHz

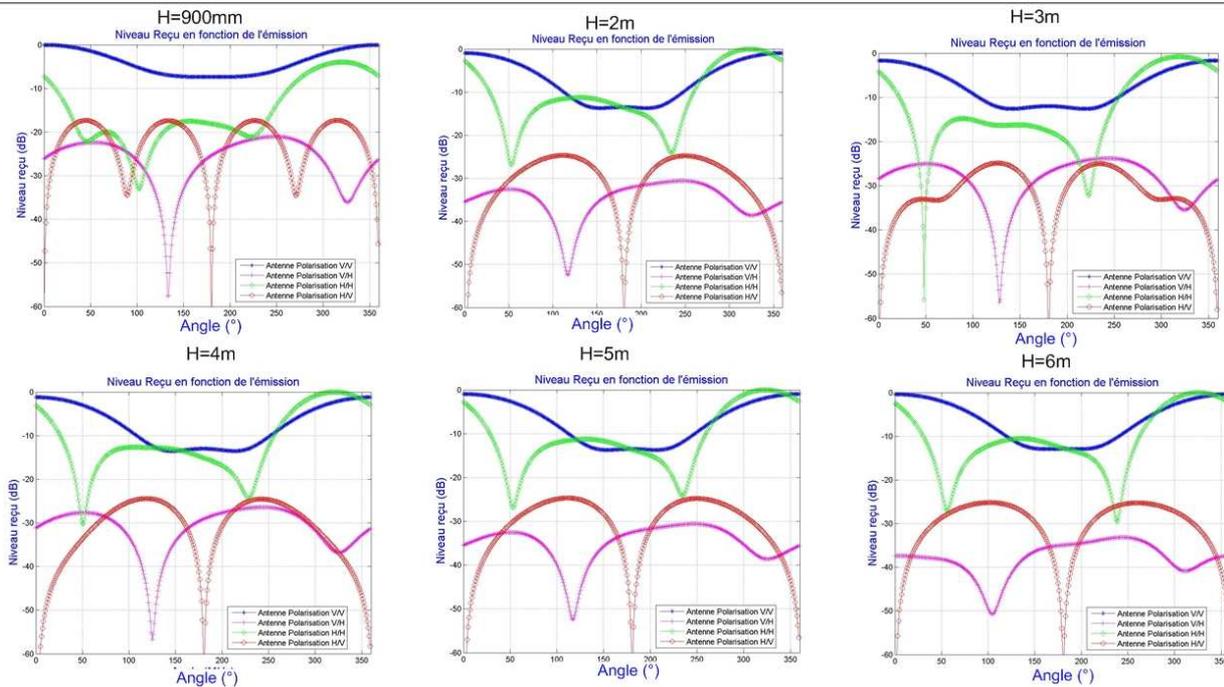


Figure 95 : Evolution des niveaux de polarisation en fonction de la hauteur au porteur

En réalisant une analyse plus précise, on constate que les perturbations provoquant des augmentations du RSB sont observées sur certaines zones angulaires où le porteur dégrade de manière plus importante les polarisations croisées et fait « onduler » le résultat de radiogoniométrie. La figure 96 illustre ces dégradations pour une émission en polarisation horizontale, dans le cas du réseau d'antennes directives à 30MHz et 40MHz et pour un RSB de 25dB.

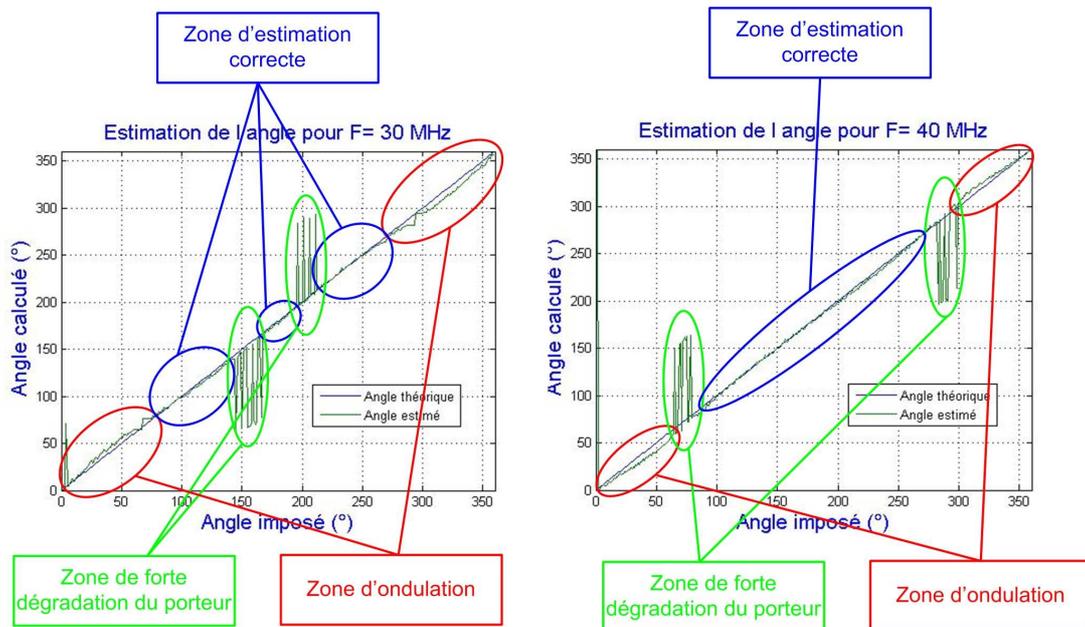


Figure 96 : Illustration des zones de dégradation dues au porteur

Ces zones angulaires varient évidemment avec la fréquence mais sont globalement situées au niveau des 4 coins du véhicule (pour les zones de forte dégradation) et sur le devant du véhicule (pour l'ondulation). Ces zones sont représentées sur la figure 97.

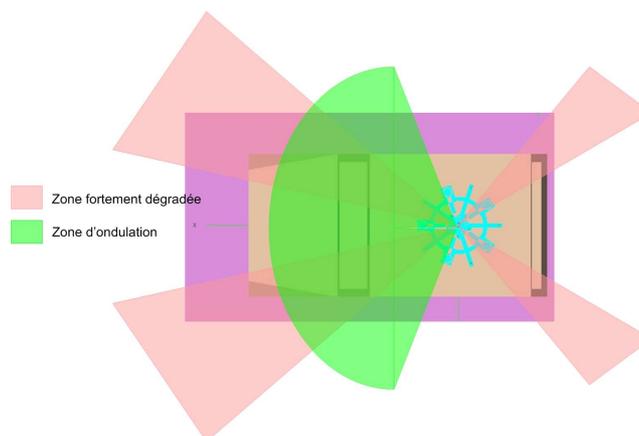


Figure 97 : Détails des zones angulaires perturbant les performances de radiogoniométrie

De plus, si on augmente la distance entre le porteur et le réseau d'antenne, on voit disparaître dans un premier temps le phénomène de forte dégradation, puis progressivement le phénomène d'ondulation.

En tenant compte de ces paramètres, et dans le but d'estimer les performances réelles d'un étalonnage sans véhicule et d'une utilisation sur véhicule, nous allons calculer le pourcentage d'azimuts valides permettant d'obtenir un RSB équivalent à une configuration sans porteur :

- Dans le cas du réseau omnidirectionnel positionné au-dessus du porteur pour des distances « H » variant de 900mm à 6m en polarisations verticale et horizontale.
- Dans le cas du réseau directif positionné au-dessus du porteur pour des distances « H » variant de 900mm à 6m en polarisations verticale et horizontale.

II.3.2 Pourcentage du nombre d'azimuts valides

Pour estimer ce paramètre, nous allons utiliser le RSB minimal pour obtenir 2° d'erreur RMS dans le cas où les réseaux sont sans porteur (Cf. figures 86 à 89) et déterminer le pourcentage d'azimuts permettant d'obtenir une erreur RMS inférieure à 2° pour les différentes configurations choisies. Les résultats sont présentés sur les figures 98 à 101.

➤ Polarisation verticale

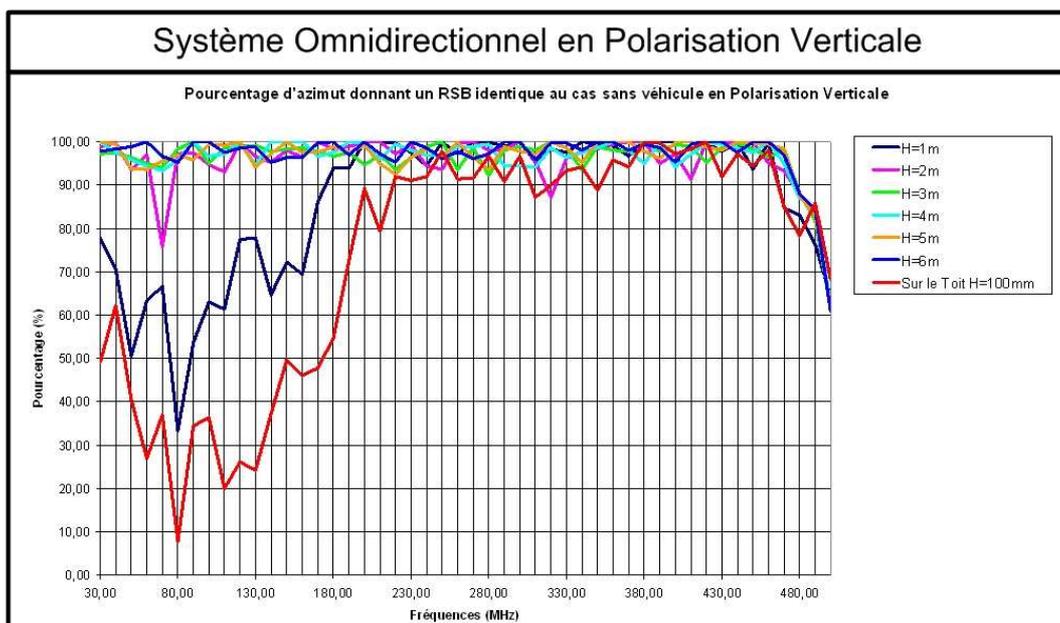


Figure 98 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation verticale

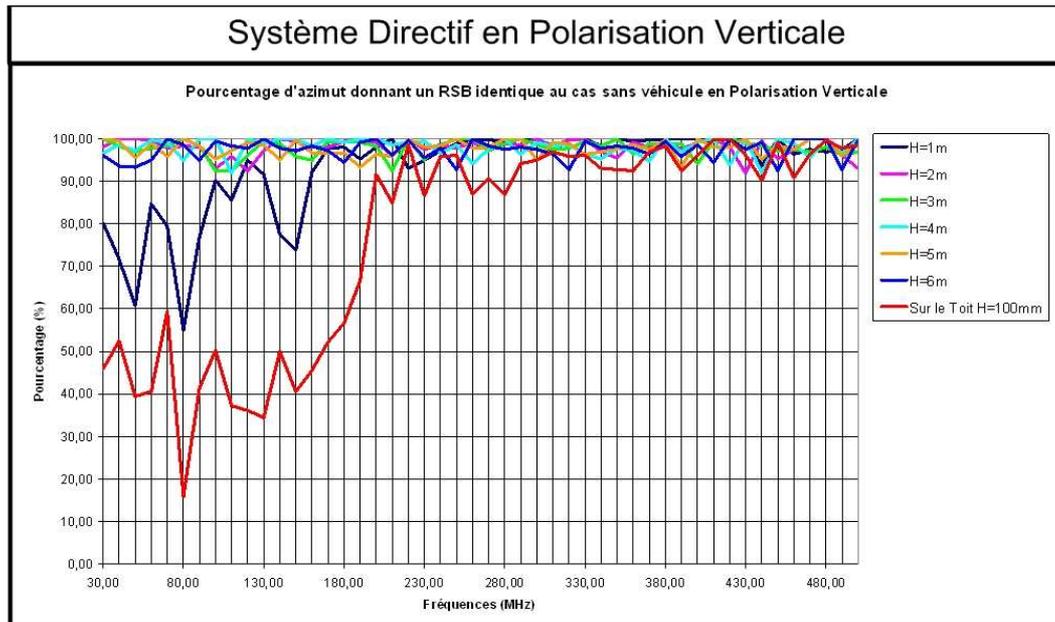


Figure 99 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation verticale

A partir des courbes des figures 98 et 99, on peut obtenir plusieurs conclusions :

- Quelque que soit la distance entre le réseau d'antennes et le toit du véhicule, on obtient une valeur du pourcentage d'azimuts valide, plus élevée avec le réseau d'antennes directives qu'avec le réseau omnidirectionnel sur l'ensemble de la bande de fréquences.
- Pour une distance de 2m, le réseau d'antennes directives permet d'obtenir une précision de 2° RMS pour au moins 90% des azimuts alors qu'on obtient seulement 60% des directions d'arrivées avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles.
- Avec le réseau d'antennes directives, on peut éviter une phase d'étalonnage à partir de 200MHz (90% d'azimuts valides) quelle que soit la hauteur. Avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles, on peut éviter une phase d'étalonnage entre 200MHz et 450MHz quelle que soit la hauteur.

➤ Polarisation horizontale

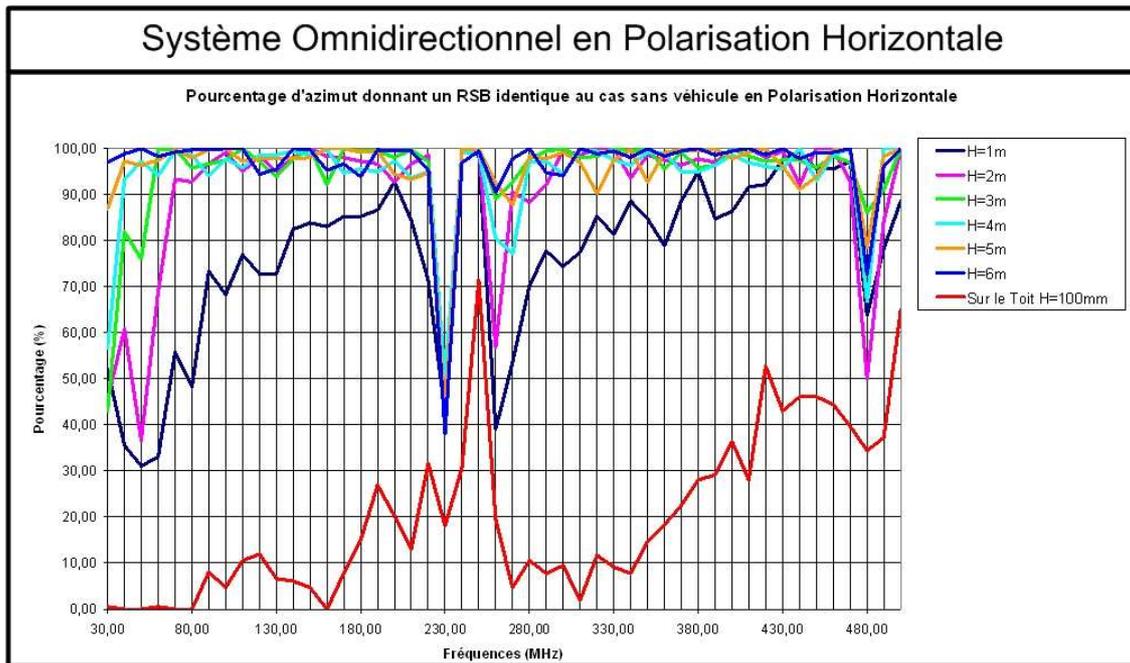


Figure 100 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système omnidirectionnel en polarisation horizontale

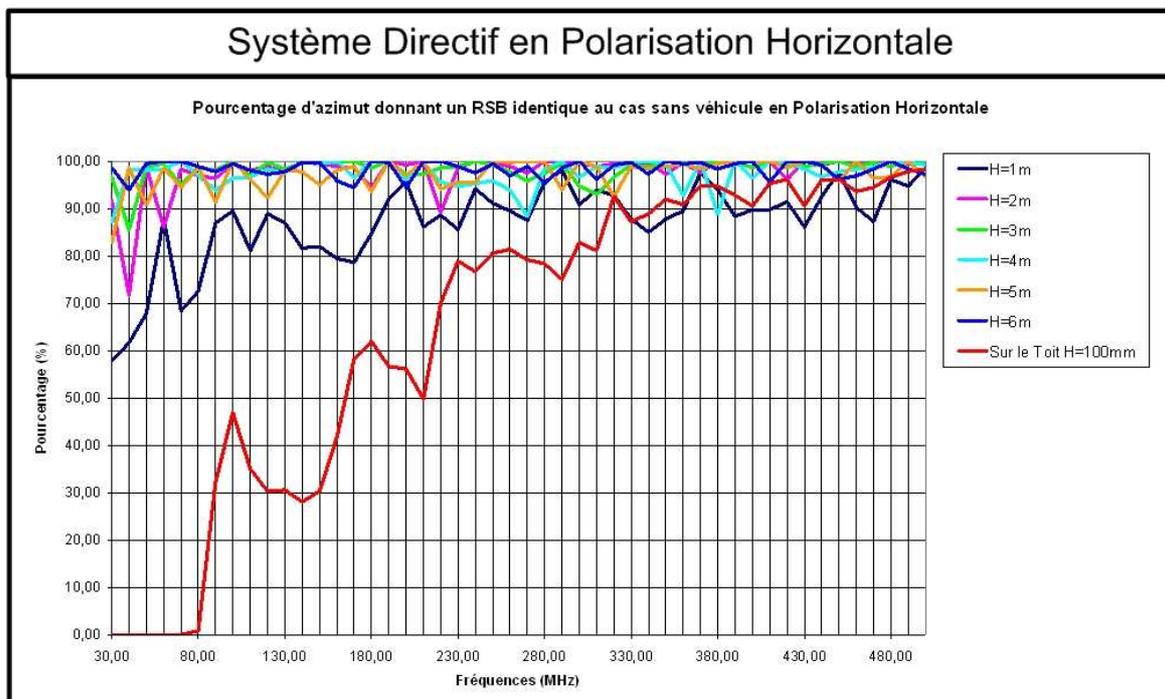


Figure 101 : Pourcentage d'azimuts valides avec un étalonnage sans véhicule pour le système directif en polarisation horizontale

A partir des courbes des figures 100 et 101, on peut obtenir plusieurs conclusions :

- Quelle que soit la distance entre le réseau d'antennes et le toit du véhicule, le pourcentage d'azimuts valides est supérieur avec le réseau d'antennes directives sur l'ensemble de la bande de fréquences.
- Pour une distance de 3m, le réseau d'antennes directives permet d'obtenir une précision de 2° RMS en utilisant au minimum 90% des azimuts alors qu'on obtient seulement 50% des directions d'arrivées avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles.
- Avec le réseau d'antennes directives, on peut éviter une phase d'étalonnage à partir de 350MHz (90% d'azimuts valides) quelle que soit la hauteur. Avec le réseau d'antennes omnidirectionnelles, on est obligé de réaliser une phase d'étalonnage.

Ces constatations permettent de conclure que les réseaux d'antennes directives permettent de faciliter l'intégration sur un porteur.

Même si de manière générale, les systèmes antennaires sont perturbés par la présence d'un véhicule, ce type de réseau est beaucoup plus robuste que le réseau d'antennes omnidirectionnelles. Il permet d'assurer une plus grande couverture azimutale (plus grand pourcentage d'angles) à perturbation équivalente et à hauteur équivalente.

III. CONCLUSION

Ce chapitre a permis de mettre en évidence les déformations apportées par la présence d'un porteur de type véhicule sur les deux réseaux antennaires. En effet, à partir de simulations électromagnétiques des réseaux antennaires placés sur un véhicule, nous avons d'abord montré que sur véhicule, la présence du porteur faisait remonter les niveaux de polarisation croisée, ce qui engendrait au niveau de l'algorithme de goniométrie, des erreurs d'estimation de polarisation et cela en réalisant un étalonnage sur porteur. Cette dégradation est particulièrement observable lors d'une émission en polarisation horizontale. Cependant, en éloignant le réseau antenne du toit du véhicule, on parvient, pour les deux types de réseaux omnidirectionnels et directifs, à faire converger les performances vers celles d'un réseau sans porteur à partir d'une hauteur de 900mm.

Cette étude a aussi montré que le réseau d'antennes directives est moins sensible à la présence du porteur et beaucoup plus robuste que le réseau omnidirectionnel. Les performances visées (celles d'un réseau sans porteur) sont atteintes plus rapidement et sont plus stables dans la bande de fréquence considérée.

Enfin, de manière à tester le véritable découplage entre les réseaux et le véhicule, nous avons estimé les performances de goniométrie des deux réseaux installés à différentes hauteurs au-dessus du toit avec une phase d'étalonnage réalisée sans porteur. Cette étude a montré que quel que soit le système antenne, une distance minimale de 6m était nécessaire pour s'affranchir complètement du véhicule.

De plus, cette étude nous a permis de mettre en évidence les zones angulaires où le véhicule perturbe le plus les systèmes antennaires. Connaissant ces zones, nous avons déterminé le pourcentage de couverture azimutale permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles d'un réseau sans porteur. Cette étude a une nouvelle fois montré l'intérêt d'un réseau d'antennes directives puisqu'il permet, à installation équivalente, d'obtenir une meilleure couverture azimutale.

Malgré ces bonnes performances, on comprend l'utilité de réaliser un étalonnage sur porteur pour certaines fréquences. De nombreux phénomènes rentrent en jeu et rendent très difficile la conception d'un réseau d'antennes complètement indépendant de la structure porteuse, particulièrement pour les fréquences comprises entre 30 et 100MHz où le porteur a l'impact le plus significatif. Cependant, d'autres études ont montré l'intérêt de coupler la phase d'étalonnage avec un logiciel de simulations électromagnétiques. En effet, pour des fréquences comprises entre 20MHz, et 1GHz, la génération de tables d'étalonnages en utilisant un logiciel de type FEKO permet d'obtenir de très bons résultats, en particulier lorsque les conditions d'installation du réseau antennaire sont difficiles. [43-44]

CONCLUSION GENERALE

Au terme de ces 3 années de travail, il faut effectuer un bilan et le comparer aux objectifs initiaux. L'objectif était d'étudier et de réaliser de nouveaux concepts de systèmes antennaires multi polarisations à faible encombrement dans les bandes VHF et UHF. Le domaine d'application visé est celui de la radiogoniométrie pour les systèmes civils et militaires. Cette étude s'est articulée autour de 3 axes principaux.

Une première partie a été consacrée à un état de l'art et à l'étude théorique des performances de radiogoniométrie de différents systèmes antennaires à partir de la borne de Cramer-Rao « réaliste » des directions d'arrivées de signaux. Cette étude a notamment mis en évidence l'intérêt de la diversité de polarisation dans l'estimation de l'angle d'arrivée. Elle a également montré les avantages et inconvénients de deux types de réseaux d'antennes choisis pour être développés dans cette étude :

- Un réseau constitué essentiellement d'antennes omnidirectionnelles
- Un réseau constitué essentiellement d'antennes directives

Le réseau d'antennes omnidirectionnelles permet d'obtenir une meilleure précision que le réseau d'antennes directives. Contrairement à ce dernier, il est plus sensible aux éléments perturbateurs et s'affranchit moins facilement de ses conditions d'installation. D'autre part, à diamètre équivalent, la meilleure solution pour diminuer les phénomènes d'ambiguïté consiste à augmenter le nombre d'antennes. Si on considère un diamètre équivalent en limite d'ambiguïté pour un réseau d'antennes omnidirectionnelles, le réseau d'antennes directives donne de meilleures performances de goniométrie que le réseau d'antennes omnidirectionnelles.

D'après cette étude théorique, le réseau « idéal » serait donc un réseau constitué d'un grand nombre d'antennes directives (entre 6 et 10 antennes) permettant d'améliorer les performances de goniométrie tout en minimisant les risques d'ambiguïté.

Le deuxième point majeur de cette étude concerne les capteurs élémentaires. Le choix des éléments rayonnants dans les deux polarisations a été fortement influencé par l'application finale du système, à savoir la radiogoniométrie sur porteur mobile (système antenne compact). L'objectif était de concevoir des antennes élémentaires omnidirectionnelles dans la bande 30MHz – 3000MHz en polarisation horizontale venant compléter un système en polarisation verticale existant, et de réaliser des antennes élémentaires directives dans la bande 30MHz – 3000MHz en polarisations

verticale et horizontale. Ces antennes devaient respecter le cahier des charges imposé en termes d'encombrement, de performances et de coût.

Parmi les nombreux modèles disponibles dans la littérature, le choix s'est porté sur des antennes boucles pour couvrir la bande de fréquence 30MHz – 3000MHz en polarisation horizontale. Des boucles actives ont été dimensionnées pour couvrir la bande 30MHz – 500MHz et des boucles passives pour la bande 500MHz – 3000MHz.

Pour le réseau d'antennes directives, le choix s'est porté sur des antennes de type cardioïde active pour les polarisations verticale et horizontale entre 30MHz et 500MHz et sur des antennes de type spirale sinueuse sur la bande 500MHz – 3000MHz pour les deux polarisations. Toutes ces antennes ont été dimensionnées à partir d'études paramétriques qui ont permis de déterminer les configurations optimales, c'est à dire donnant le meilleur rapport performance / encombrement.

Une fois les performances radioélectriques de chaque élément simulées et validées par la mesure, ces antennes ont été associées en réseau de manière à concevoir un réseau compact à couverture radioélectrique omnidirectionnelle. Pour cela des réseaux à 5 éléments rayonnants ont été développés et testés pour valider leurs performances de radiogoniométrie estimées par simulation. Un algorithme de goniométrie à diversité de polarisation basé sur la corrélation vectorielle a été utilisé pour estimer les performances des deux réseaux.

L'étude de ces réseaux a montré l'intérêt du réseau constitué d'antennes directives au niveau de la précision et de la sensibilité de radiogoniométrie. Cette étude a également montré la difficulté à réaliser des antennes compactes ayant une bonne hauteur efficace dans la bande VHF (particulièrement en polarisation horizontale). En effet, malgré l'utilisation d'antennes actives, les performances de sensibilité en VHF sont principalement dues à une hauteur efficace dégradée des antennes boucles et cardioïdes entre 30MHz et 80MHz.

Une troisième partie a été consacrée à l'installation et la mise en œuvre des deux systèmes antennaires dans leur environnement réel. Pour cela, les performances de radiogoniométrie ont été étudiées lorsque les réseaux d'antennes sont placés sur le toit d'un véhicule. Cette étude a notamment montré que la présence du véhicule engendre une augmentation des niveaux de polarisations croisées suivant la composante horizontale, provoquant des impossibilités de goniométrie (ambiguïtés sur le choix de la polarisation) lorsque le réseau d'antennes est trop proche du véhicule. En effet, conformément à l'algorithme de goniométrie choisi (c'est à dire sans connaissance a priori sur la polarisation du signal incident), une distance minimale de 900mm entre

le toit du véhicule et le réseau d'antennes est nécessaire pour obtenir des résultats similaires à une configuration sans porteur.

D'autre part, à dégradations équivalentes, le réseau d'antennes directives est moins sensible à la présence du porteur et permet de maintenir un certain niveau de performances que ne peut atteindre le réseau d'antennes omnidirectionnelles. En tolérant des dégradations minimales de performances, un réseau d'antennes directives pourrait être utilisé sur un porteur (en position arrêtée) avec un mât télescopique à partir d'une hauteur de 2 m (par rapport au toit du véhicule) à partir d'une phase d'étalonnage effectuée sans le porteur. Cette solution est par contre difficilement envisageable avec un réseau d'antennes omnidirectionnelles.

A travers ce manuscrit, nous avons donc présenté plusieurs dispositifs de systèmes antennaires de radiogoniométrie multi polarisations dont certains points restent à optimiser. Dans le prolongement de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- Optimiser les cellules d'adaptation actives principalement pour des antennes à polarisation horizontale dans la bande VHF.
- Optimiser la hauteur efficace des antennes cardioïdes en éloignant les deux brins de manière à améliorer le facteur de réseau dans la bande VHF. Cela suppose que l'on relâche la contrainte d'encombrement et implique que la fréquence de transition bande basse - bande supérieure diminue engendrant une augmentation des dimensions des antennes spirales sinusoïdales pour descendre en fréquence.
- Utiliser d'autres éléments rayonnants, mais cela serait au détriment d'un des facteurs cités dans le cahier des charges (encombrement, coût, poids, etc....)
- Augmenter le nombre d'antennes directives pour assurer un meilleur recouvrement des diagrammes de rayonnement et optimiser les performances en termes de précision, de protection aux ambiguïtés et de sensibilité.
- Optimiser l'algorithme d'identification de polarisation et/ou utiliser un algorithme de goniométrie plus robuste aux erreurs d'étalonnage, par exemple des algorithmes haute résolution à diversité de polarisation tels que MUSIC DP-2q ou Ferrara-Parks.

BIBLIOGRAPHIE

Chapitre 1

- [1] : **P. Chevalier, F. Pipon, J.J Monot, C. Demeure**, « Smart antennas for the GSM system : experimental results for a mobile reception », IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'97, Phoenix (USA) May 1997, 1572-1576
- [2] : **G. Multedo** : « Radio surveillance du spectre », Technique de l'ingénieur, traité Télécoms E6890
- [3] : **S. Marcos, G. Multedo, P. Chevalier**, « Les méthodes à haute résolution : traitement d'antenne et analyse spectrale ; Chapitre 27 : La Radiogoniométrie », Edition Hermes, 1998, ISBN 2-86601-662-9
- [4] : **Y. Erhel**, « Traitement d'antenne », cours de DESS Système Electronique et Optoélectronique, 1999
- [5] : **P. Chevalier, A. Ferreol, L. Albera, G. Birot**, « Higher order direction finding from arrays with diversely polarized antennas : the PD-2q-MUSIC algorithms », IEEE Transaction on Signal Processing, Vol 55 N° 11, November 2007
- [6] : **S. Marcos, J. L Rogier, Y. Wang** « Les méthodes à haute résolution : traitement d'antenne et analyse spectrale ; Chapitre 16 : La polarimétrie dans les méthodes HR », Edition Hermes, 1998, ISBN 2-86601-662-9
- [7] : **P. Strobel**, « Actualités Rohde et Schwarz », N°194, Nov 2007
- [8] : **TCI** : Datasheet, Dual Polarized VHF/UHF DF and monitor antenna array - 643 Antenna

Chapitre 2

- [9] : **W. P. Ballance, A. G. Jaffer**, « The explicit analytic Cramer-Rao Bound on angle estimation », Hughes Aircraft Company, Fullerton CA 92634, 1998 MAPLE PRESS
- [10] : **L. Kopp, D. Thubert**, « Borne de Cramer Rao en Traitement d'antenne », Traitement du signal, Volume 3, n°3 1986
- [11] **P.STOICA AND A.NEHORAI**, *MUSIC, MAXIMUM LIKELIHOOD AND THE CRAMER RAO BOUND*. IEEE TRANS ON ASSP, VOL 37, PP 720-741, MAI 1989
- [12] : **A. Bellion, C. Le Meins, A. Julien Vergonjanne, T. Monédière, A. Ferreol, P. Chevalier**, « Application de la borne de Cramer-Rao dans le cas de systèmes antennaires complexes dédiés à la

goniométrie », Colloque GRETSI 2007 (Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images) 11-14 Sept 2007, Troyes, France

[13] : **FEKO**, *FEKO User's Manual* EM Software & Systems SA, July 2005

Chapitre 3

[14] : **J. Roger**, « Antennes Techniques », édition Technique de l'ingénieur n°E3284

[15] : **H. G. Schantz**, « A brief history of UWB antennas », IEEE Aerospace and Electronic systems Magazine, Vol 19, Apr 2004, p22-p26

[16] : **M.A. Peyrot-Solis, G.M. Galvan-Tejada, H. Jardon-Aguilar**, « State of the art in Ultra-Wideband Antennas », 2nd ICEEE and XI CIE, Mexico City, Mexico, 7-9 Sept 2005

[17] : **M. Diblanc**, « Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire », Thèse de doctorat n°7-2006, université de Limoges, 20 Mars 2006

[18] : **J. Ganholm, N. Skou**, « Dual Polarization, Wideband microstrip antenna array for airborne C-band SAR », IEEE International Conference on Phase Array System and Technology, 21-25 May 2000, p243 – p246

[19] : **E. Pointereau, H. Chreim, B. Jecko, P. Dufrane**, « Omnidirectional Cylindrical Electromagnetic Bandgap Antenna with dual polarization », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 6 2007

[20] : **A.A. Serra, P. Nepa, G. Manara, G. Tribellini, S. Cioci**, « A Wide Band Dual Polarized Stacked Patch Antenna », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 6 2007

[21] : **J. Perrussier-Carrier, T.W. Lee, P.S. Hall**, « Dual Polarized Broadband Dipole », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 2 2003

[22] : **N. Cohen, R. Hohfled, D. Moschella, P. Salkind**, « Fractal wideband antennas for software defines radio, UWB and multiple platform applications », RAWCON 03, Proceedings of Radio and wireless conference 2003, 10-13 Aug 2003, p99-p102

[23] : **Y. X. Guo, K.M. Luk**, « Dual-Polarized Dielectric Resonator antennas », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, May 2003, p1120-1124

[24] : **W.S.T. Rowe, R.B. Waterhouse**, « Integratable Wide-band Dual Polarized Antennas with Rear Field Cancellation », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, N°3 March 2003

- [25] : **S.C. Gao, L.W. Li, M.S. Leong, T.S. Yeo**, « Dual Polarized Slot Coupled Planar Antenna With Wide Bandwidth », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, N°3, March 2003
- [26] : **M.S Denis** , « Contribution à l'étude des matériaux à bande interdite photonique. Application dans le domaine des antennes imprimées », Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 8 octobre 1998
- [27] : **M. Thevenot**, « Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne » Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999.
- [28] : **B.B Mandelbrot**, « The fractal geometry of nature, Freeman, 1983.
- [29] : **D.H Werner, R.L. Haupt**, « Fractal constructions of linear and planar arrays », Digest of IEEE AP-S/URSI International Symposium, 1997, p1968-p1971
- [30] : **E. Lee, P.S. Hall, P. Gardner and D. Kitchener**, « Multi-Band Antennas », IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol 2, 11-16 July 1999, p912 – p915
- [31] : **Q. Xiaolin, J. Ming, S. Lizhong**, « Design of a new Dual-polarization Antenna on Missile », IEEE International Symposium on Antennas, Propagation and EM theory, 28 Oct-1 Nov 2003, p161-p164
- [32] : **S.H. Choi, J.K. Park, S.K. Kim, J.Y. Park**, « A new ultra-wideband antenna for uwb applications », Microwave and Optical Technology Letters, Vol 40, N°5, March 2004
- [33] : **E. Antonio Daviu, M. Cabedo Fabres, M. Ferrando Bataller, A. Valeiro Nogueira**, « Wideband double-fed planar monopole antennas », Electronics Letters 13th Nov 2003 39(23) 2003
- [34] : **H. Loui, J.P. Weems, Z. Popovic**, « A Dual-Band, Dual Polarized Nested Vivaldi Slot Array With Multilevel Ground Plane », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 51, N°9, Sept 2003
- [35] : **A. Sutinjo, E. Tung**, « The Design of a dual polarized Vivaldi array », Microwave Journal, Sept 2004
- [36] : **D.A Kolokotronis, Y. Huang, J.T. Zhang**, « Design of TEM horn antennas for impulse radar », Hight frequency postgraduate student colloquium, Leeds, UK, p120-p126, 1999
- [37] : **D. Savini, P. Bielli**, « 2-11 GHz Dual Polarization Antenna for Terrestrial Radio Links », 20th European Microwave Conference, Oct 1990, Vol 2, p1578-p1583

- [38] : **The national association for amateur radio**, « The ARRL Antenna Book 20th Edition », Edition R. Dean Straw, 2003
- [39] : **D.S Filipovic, T Cencich**, «Modeling of Dual Polarized independant frequency antennas », 24th annual review of in Apllied Computational Electromagnetics, 30 March – 4 Apr 2008, Niagara Falls, Canada
- [40] : **R.H DuHamel**, « Dual Polarized Sinuous Antennas », U.S. Patent 4 658 262, Apr. 14, 1987.
- [41] : **M Vahdami, X. Begaud**, « A directive ultra wideband sinuous antenna », EUCAP 2006, 6-10 Novembre 2006, Nice France

Chapitre 4

- [42] : **A.Bellion**, « Etude et réalisation d'un système antenne et de son traitement associé. Application à un goniomètre de type homing », Rapport de DRT, Avril 2005, Université de Limoges, France
- [43] : **A. Bellion, C. Le Meins, A. Julien Vergonjanne, T. Monédière**, « Generation of Calibration Table for Direction Finding Antenna using FEKO », 24th annual review of in Applied Computational Electromagnetics, 30 March – 4 Apr 2008, Niagara Falls, Canada
- [44] : **A. Bellion, C. Le Meins, A. Julien Vergonjanne, T. Monédière**, « Calibration of Direction Finding Antennas in complex environnement », Colloque URSI 2008, 7 Aout – 16 Aout 2008, Chicago, USA

ANNEXE 1
L'antenne ANT184

L'antenne ANT 184 est une antenne de goniométrie 20MHz – 3000MHz fonctionnant en polarisation verticale. Elle se compose de 2 sous gammes : 20MHz – 700MHz (composée de 5 dipôles actifs de longueur 250mm et d'épaisseur 16mm) et 700MHz – 3000MHz (composée de 5 dipôles passifs de longueur 100mm et d'épaisseur 18mm). La figure suivante détaille les dimensions de l'antenne ANT184.

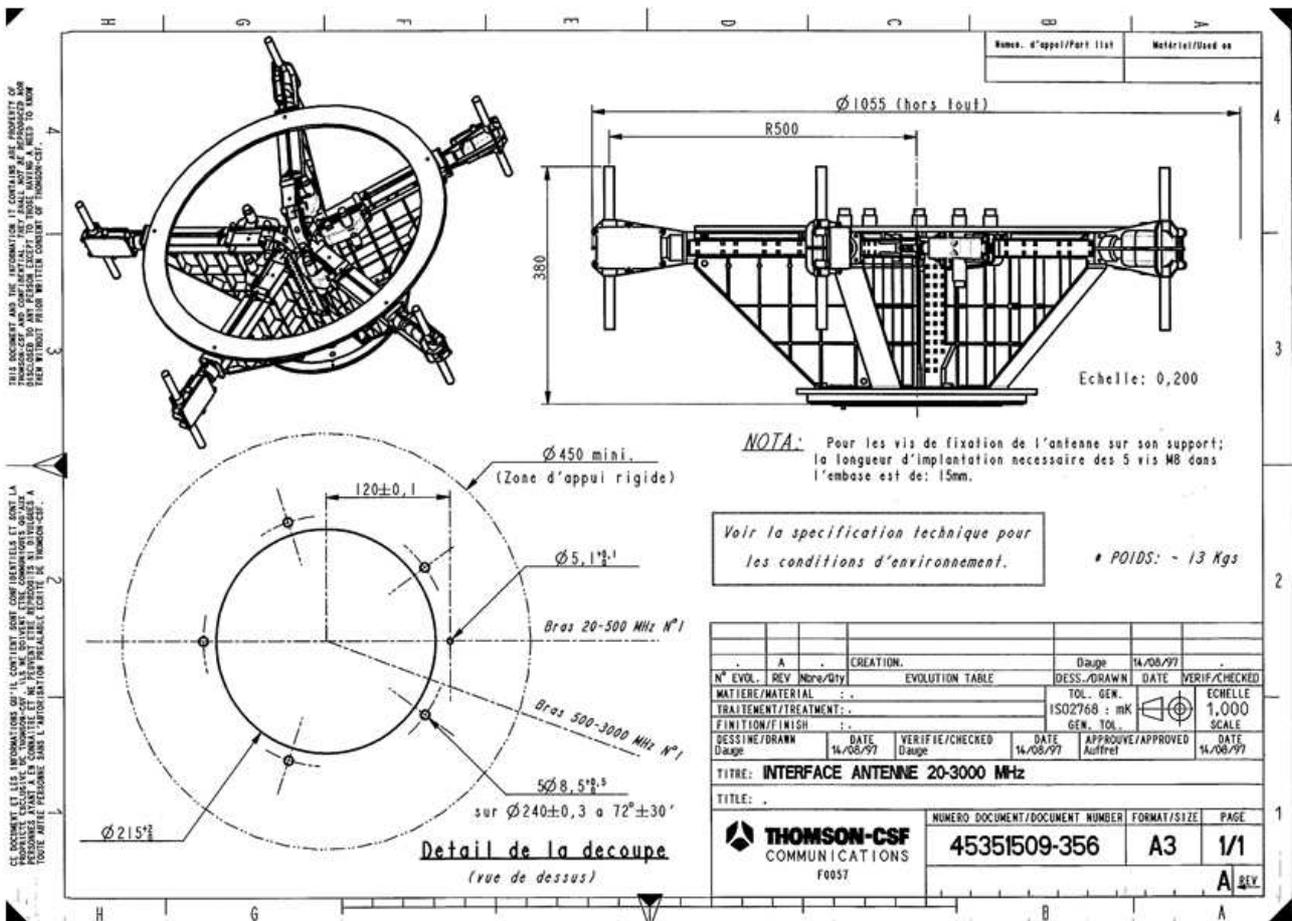


Figure 102 : Dimension globale de l'ANT184

La précision angulaire de ce réseau d'antenne de radiogoniométrie est inférieure à 2° RMS sur toute la bande. Associé à un goniomètre 2 voies utilisant l'interférométrie corrélative (ou interférométrie), sa sensibilité est inférieure à 18µV/m entre 20MHz et 30MHz, et inférieure à 10µV/m entre 30MHz et 3000MHz.

La figure suivante présente plusieurs exemples d'installation de l'antenne ANT 184 sur mât et sur véhicule.



Figure 103 : Exemple d'installation d'ANT184

ANNEXE 2
Moyens Expérimentaux

Les différentes réalisations de cette étude ont été caractérisées avec plusieurs moyens de mesure :

- Une base de mesure dans les locaux d'XLIM à Limoges
- Une base de mesure dans les locaux A-NOVO à Brive
- Une base de mesure à THALES Cholet
- Une base de mesure à THALES Colombes

- **La base de mesure d'XLIM**

La base de mesure d'XLIM est une chambre anéchoïde (ou anéchoïque) fonctionnant sur la bande 500MHz – 12,4GHz. Cette chambre est dite anéchoïque car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques. La chambre anéchoïde d'XLIM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m (figure 104). Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine des fréquences supérieures à 1 GHz et par rapport à l'antenne log-périodique de référence pour les fréquences comprises entre 500MHz et 1GHz.



Figure 104 : Base de mesure d'XLIM

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système en transmission comprenant deux antennes : l'antenne de référence en émission (cornet large bande 1 à 12,4GHz pour la partie haute et antenne log-périodique pour la partie basse) et l'antenne sous test en réception. Les analyseurs de réseau vectoriel WILTRON 360 et MNVA8-360 permettent la mesure des paramètres S_{ij} . L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (figure 105).

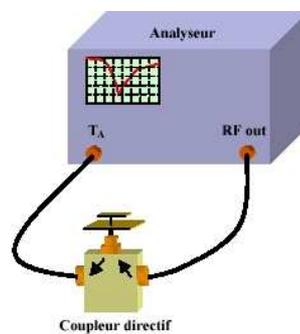


Figure 105 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne. La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en figure 106.

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence. Les antennes possèdent une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette

antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée

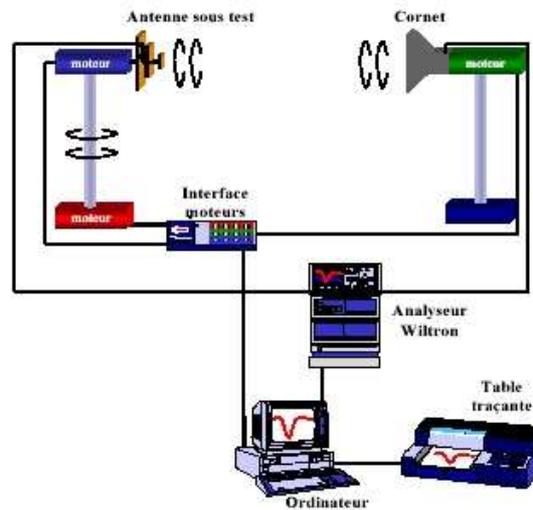


Figure 106 : Principe de mesure de l'antenne en rayonnement

Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation des mesures et la collecte des résultats. Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r G_e \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \rho \quad \text{soit} \quad G_r = \frac{\alpha}{G_e \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (1)$$

avec : G_r : Gain de l'antenne sous test dans la direction du cornet

G_e : Gain de l'antenne de référence dans son axe

R : Distance entre les deux antennes

λ : Longueur d'onde de fonctionnement

ρ : Rendement de polarisation

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r . Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_r}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2)$$

- **La base de mesure d'A-NOVO**

La société A-NOVO à Brive possède en partenariat avec l'université de Limoges, une base de mesure SATIMO SG24, réalisant une mesure en champ proche avant de calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne sous test en champ lointain (figure 107). La base SG24 est une chambre anéchoïque de 4m de largeur sur 4m de longueur sur 4 m de hauteur. Elle fonctionne sur la bande 400MHz – 6GHz et est équipée d'une arche (Star Gate) de 2,4m de diamètre comprenant 23 sondes espacées de 15° et permettant d'illuminer l'antenne sous test dans n'importe quelle polarisation (figure 108).

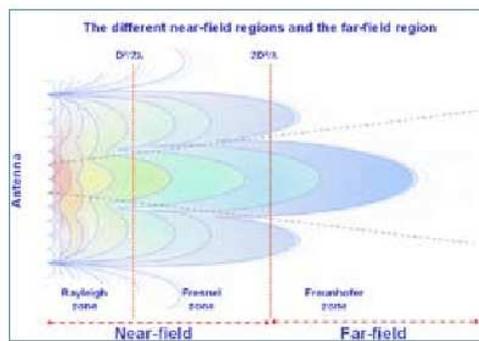


Figure 107 : Les différentes régions champ proche et champ lointain

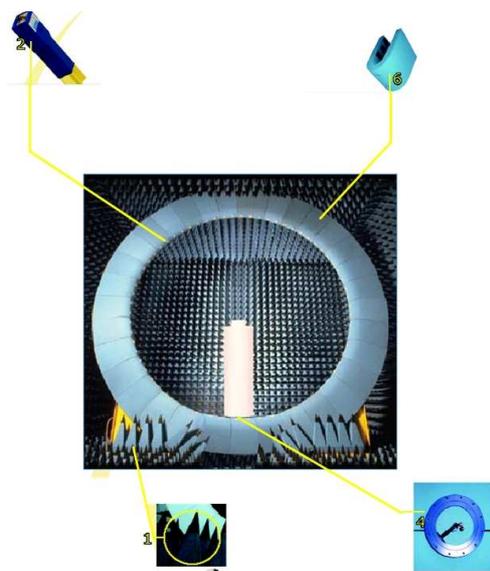


Figure 108 : Description de la base SATIMO SG24

La base SG24 est capable de réaliser des diagrammes de rayonnement 3D pour plusieurs dizaines de fréquences et plusieurs polarisations en moins de 5 minutes, ce qui représente une avancée significative dans les capacités et la rapidité de mesure d'antenne et de système antennaire. D'autre part, elle permet de faire les acquisitions des courants reçus en amplitude et phase, ce qui permet de réaliser une calibration complète de l'antenne. Le synoptique de fonctionnement de l'antenne est donné sur le schéma suivant.

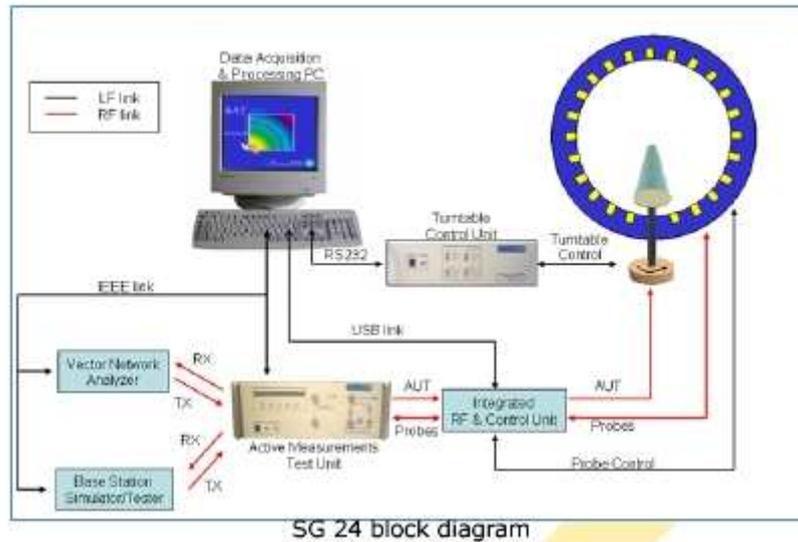


Figure 109 : Schéma de fonctionnement de la base SG24

- **La Base de THALES Communications Cholet**

Le site de mesure de THALES Communications est situé à proximité de Cholet, loin de toute pollution électromagnétique. La base de mesure de Begrolles (figure 110) se compose d'un espace de terrain neutre afin d'apporter le moins de perturbation possible lors des mesures. En effet, Cette base est installée sur un terrain particulièrement bien adapté aux mesures dans la bande HF et V-UHF puisque aucun poteau métallique, clôture conductrice, ligne EDF et téléphonique ne se situe à moins de 200m des lieux d'émission et de réception. Elle se compose d'une antenne d'émission comportant plusieurs gammes, d'un mât métallique de 10m supportant les antennes situées à une distance de 330 mètres de l'antenne d'émission, et d'un plateau tournant (limité à 15 tonnes en charge) permettant de mesurer des antennes sur porteur. Un moteur permet la rotation du mât et du plateau suivant son axe ce qui permet ainsi de balayer chaque azimut. Les mesures d'antennes sont réalisées en haut du mât afin de limiter les perturbations dues au sol et aux divers éléments pouvant affecter le rayonnement, comme la présence de véhicules de transport par exemple, et/ou sur le plateau en fonction du besoin. Cette base de mesure permet de caractériser les antennes en rayonnement et de réaliser des calibrations de systèmes antenne de radiogoniométrie.

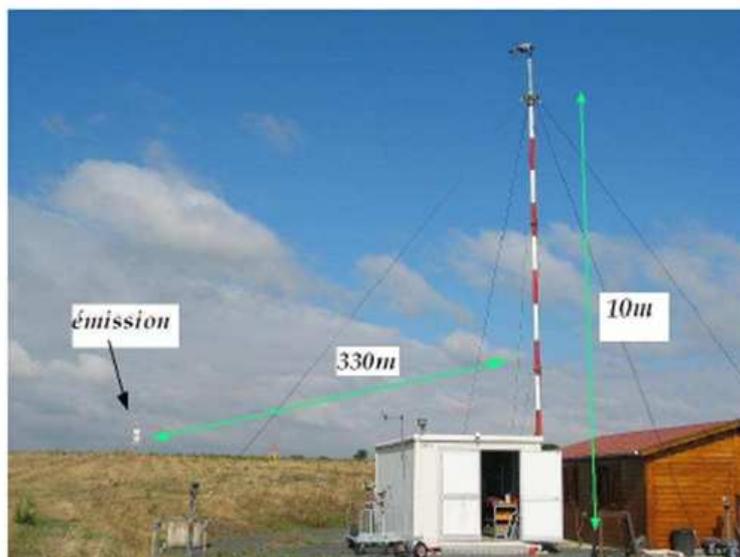


Figure 110 : Base de Begrolles

Le pylône d'émission (figure 111) est constitué d'une antenne log-périodique en polarisation verticale couvrant la bande 20-100MHz, d'un réseau d'antennes log-périodiques en polarisation

verticale couvrant la bande 100-500MHz et de deux paraboles en polarisation verticale couvrant la bande 500MHz-3GHz, l'une illuminant le mât et l'autre illuminant le plateau.

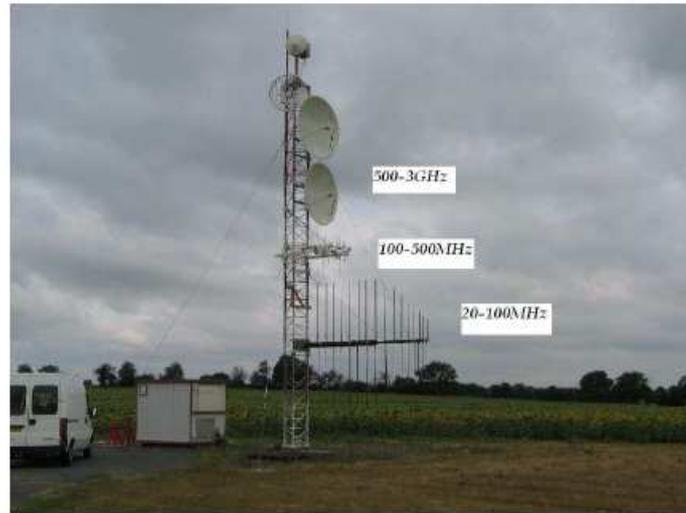


Figure 111 : Pylône d'émission

La procédure de mesure des antennes est la suivante :

Dans un premier temps, on mesure les niveaux de référence sur les antennes découpant la bande 20 – 3000 MHz, dont on connaît les hauteurs efficaces avec précision,.

Le tableau ci dessous donne un descriptif des antennes d'émission et de référence et de leur bande d'utilisation.

Antenne d'émission	Gamme de fréquence	Antenne de réception	Gamme de fréquence
ANP 1244	20 - 100 MHz	Z1 (R&S)	20 - 80 MHz
LPA-1050/4 (ARA)	100 –500 MHz	HL023 (R&S)	80 – 1000 MHz
PA200ST0530 (ARA)	500 – 3000 MHz	HL040 (R&S)	500 – 3000 MHz

Tableau 1 : Récapitulatif des bandes de fréquence des antennes de référence

Dans un second temps, on mesure les niveaux reçus sur les antennes à caractériser pour tous les azimuts et toutes les fréquences désirées.

A partir des diagrammes de rayonnement, on calcule les niveaux moyens (Niv_{dip} en dBm) reçus par chaque antenne sous test sur tous les azimuts. Ensuite, à partir des hauteurs efficaces des antennes de référence ($Heff_{ref}$ en dB.m) données par le constructeur, on calcule la hauteur efficace en sortie des câbles de liaison par soustraction, en tenant compte des pertes (Att en dB) dans les câbles.

- **La Base de THALES Communications Colombes**

Le site de mesure de THALES Communications Colombes est situé à proximité de Coulommiers, loin de toute pollution électromagnétique. La base de mesure de Colombes (figure 112) se compose d'un espace de terrain neutre afin d'apporter le moins de perturbation possible lors des mesures. En effet, Cette base est installée sur un terrain particulièrement bien adapté aux mesures dans la bande HF et V-UHF puisque aucun poteau métallique, clôture conductrice, ligne EDF et téléphonique ne se situe à moins de 200m des lieux d'émission et de réception. Elle se compose d'une antenne d'émission comportant plusieurs gammes, d'un mât métallique de 10m supportant les antennes situées à une distance de 260 mètres de l'antenne d'émission. Un moteur permet la rotation du mât et du plateau suivant son axe ce qui permet ainsi de balayer chaque azimut. Les mesures d'antennes sont réalisées en haut du mât afin de limiter les perturbations dues au sol et aux divers éléments pouvant affecter le rayonnement, comme la présence de véhicules de transport par exemple. Cette base de mesure permet de caractériser les antennes en rayonnement et de réaliser des calibrations de systèmes antennaire de radiogoniométrie.



Figure 112 : Mat de réception de la base de Coulommiers

Le pylône d'émission (figure 113) est constitué d'une antenne log-périodique en polarisation verticale couvrant la bande 20-100MHz, d'une antenne log-périodique en polarisation verticale couvrant la bande 100-1000MHz et d'une antenne log-périodique en polarisation verticale et horizontale couvrant la bande 1000MHz-3GHz. On peut également utiliser une antenne log-périodique couvrant la bande 20MHz – 1000MHz et pouvant être positionner verticalement ou horizontalement en fonction de la polarisation désirée.

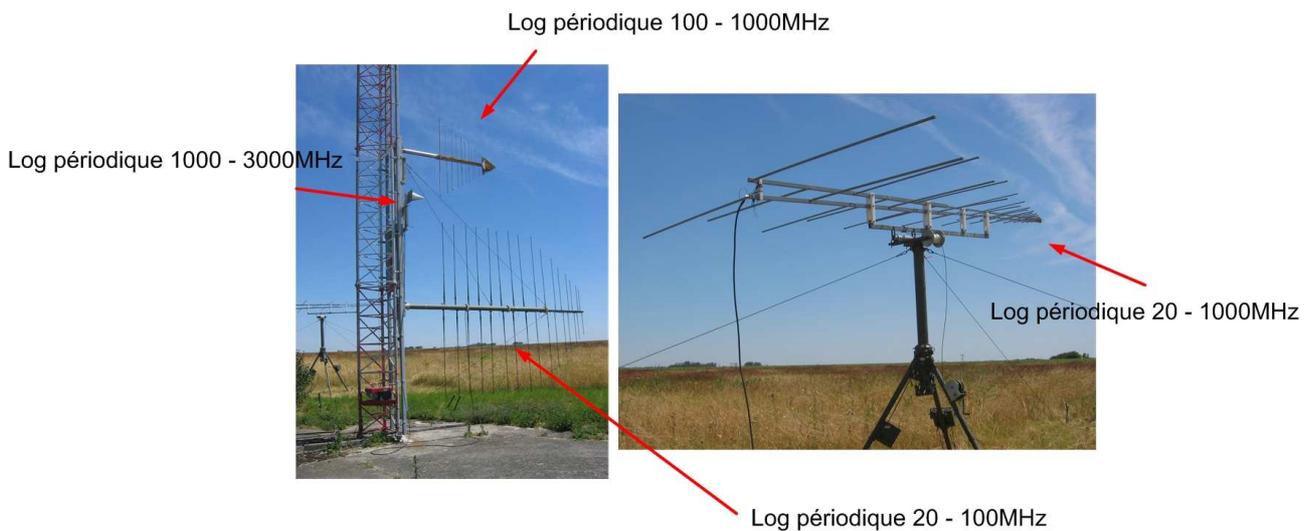


Figure 113 : Système d'émission de la base de Coulommiers

La procédure de mesure des antennes est identique à celle de la base de Cholet.

ANNEXE 3
Calcul de la Borne de Cramer Rao

Considérons un réseau de N antennes quelconques. Dans une application de goniométrie, nous considérons dans un premier temps, un modèle multi sources en espace libre. Le modèle d'observation, pour les K acquisitions temporelles des signaux reçus par N antennes dus à P sources bandes étroites à une même fréquence ω_0 , s'écrit :

$$X_k = \sum_{i=1}^P d_i a_{i,k} + n_k = D a_k + n_k \quad \text{avec } k = 1 \dots K \quad (1)$$

$[X_k]_n$ est l'observation du n -ième élément à l'instant k . Le terme $a_{i,k}$ est le k -ième échantillon de l'amplitude complexe du signal de la i -ème source pris par rapport à la référence. On note : $\mathbf{a}_k = [a_{1,k}, \dots, a_{p,k}]^T$. Les amplitudes complexes sont ici traitées comme des quantités déterministes de valeurs inconnues. Le vecteur direction : $\mathbf{d}_i = [g_i(\theta_i) \cdot \exp\{j \cdot \omega_0 \tau_i(\theta_i)\}, \dots, g_N(\theta_i) \cdot \exp\{j \cdot \omega_0 \tau_N(\theta_i)\}]^T$ (steering vector) donne les réponses du réseau dans la direction angulaire de la i -ième source, θ_i . On note : $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_p]$.

Les N réponses complexes en gain et phase des éléments donnés par $\mathbf{g}_N(\theta)$ sont des fonctions de θ , ($\mathbf{g}_N(\theta) = \mathbf{M}_N(\theta) \cdot \exp(j \cdot \varphi_N(\theta))$). La valeur $\tau_N(\theta)$ correspond au retard de propagation entre le point de référence et le n -ième élément pour un signal d'incidence θ . Le bruit additif $\{n_k; k=1 \dots K\}$ est une variable complexe gaussienne indépendante et identiquement distribuée, de moyenne nulle et de matrice de covariance $\sigma^2 \mathbf{I}$.

• Calcul de la Matrice Fisher

Considérons le modèle non linéaire d'observation général suivant :

$$X_k = h_k(\xi) + n_k \quad \text{avec } k = 1 \dots K \quad \text{acquisitions}$$

avec « k » l'index sur les échantillons, $\xi = [\xi_1 \dots \xi_M]^T$ un vecteur paramètre composé de valeurs réelles non aléatoires et inconnues, $\mathbf{h}_k(\xi) = [h_{1,k}(\xi_1 \dots \xi_M), h_{2,k}(\xi_1 \dots \xi_M), \dots, h_{N,k}(\xi_1 \dots \xi_M)]^T$ la transformation non linéaire variant au cours du temps des valeurs complexes du vecteur paramètre dans l'espace d'observation et n_k le bruit gaussien de moyenne nulle et de matrice de covariance \mathbf{R}_n . Par conséquent, X_k est un processus complexe gaussien de moyenne $\mathbf{h}_k(\xi)$ et de covariance \mathbf{R}_n .

La fonction de vraisemblance logarithmique est donnée par :

$$\ln(L) = -N \cdot K \cdot \ln(\pi) - K \ln(|R_n|) - \sum_{k=1}^K (X_k - h_k(\xi))^T R_n^{-1} (X_k - h_k(\xi)) \quad (2)$$

Les dérivées partielles associées à la fonction de vraisemblance logarithmique sont :

$$\frac{\partial \ln(L)}{\partial \xi_i} = \sum_{k=1}^K 2 \operatorname{Re} \left(\frac{\partial h_k^T}{\partial \xi_i} R n^{-1} (X_k - h_k) \right) \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 \ln(L)}{\partial \xi_i \partial \xi_j} = \sum_{k=1}^K 2 \operatorname{Re} \left(-\frac{\partial h_k^T}{\partial \xi_i} R n^{-1} \frac{\partial h_k}{\partial \xi_j} + \frac{\partial^2 h_k}{\partial \xi_i \partial \xi_j} R n^{-1} (X_k - h_k) \right) \quad (4)$$

Où $\mathbf{h}_k(\xi)$ a été remplacé par \mathbf{h}_k pour simplifier la notation. Avec $\mathbf{E}(\mathbf{X}_k) = \mathbf{h}_k$, le ij^{th} élément de la matrice de Fisher est donné par :

$$\Gamma_{ij} = 2 \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(\left(\frac{\partial h_k}{\partial \xi_i} \right)^T R n^{-1} \left(\frac{\partial h_k}{\partial \xi_j} \right) \right) \quad \text{avec } i, j = 1, \dots, M \quad (5)$$

Une forme compacte de la matrice de Fisher est donc :

$$\Gamma = 2 \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(H_k^T R n^{-1} H_k \right) \quad \text{avec } H_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_k}{\partial \xi_1} & \dots & \frac{\partial h_k}{\partial \xi_M} \end{bmatrix} \quad (6)$$

• Calcul de la borne de Cramer-Rao

Dans le cas d'une seule source, on a :

$$X_k = d a_k + n_k \quad (7)$$

Avec $\mathbf{Rn} = \sigma^2 \mathbf{I}$, à partir de (6), nous avons :

$$\Gamma = 2 \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(H_k^T R n^{-1} H_k \right) = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \operatorname{Re} \left(H_k^T H_k \right) \quad (8)$$

Pour le modèle considéré, $\mathbf{h}_k = d \mathbf{a}_k$. Les inconnues sont les angles d'arrivée θ (contenue dans \mathbf{d}) et les amplitudes complexes \mathbf{a}_k , faisant un total de $\mathbf{M} = 2\mathbf{K} + 1$ valeurs réelles inconnues. En choisissant $\xi_1 = \theta$, $\xi_2 = \text{phase}(\mathbf{a}_1)$, $\xi_3 = \text{abs}(\mathbf{a}_1)$, $\xi_4 = \text{phase}(\mathbf{a}_2)$, $\xi_5 = \text{abs}(\mathbf{a}_2), \dots, \xi_{2k} = \text{phase}(\mathbf{a}_k)$, $\xi_{2k+1} = \text{abs}(\mathbf{a}_k)$, les colonnes de H_k en (6) deviennent :

$$\frac{\partial (d a_k)}{\partial \theta} = a_k d', \quad \frac{\partial (d a_k)}{\partial \angle a_m} = j a_k d \delta_{km}, \quad \frac{\partial (d a_k)}{\partial |a_m|} = e^{j \angle a_k} d \delta_{km} \quad (9)$$

avec $\mathbf{m}=\mathbf{1} \dots \mathbf{K}$, et $d' = \frac{\partial d}{\partial \psi}$. Il est à noter que seules 3 des $2\mathbf{K}+1$ colonnes de H_k sont non

nulles. On pose : $G_k = \text{Re}(H_k^T H_k)$, les valeurs réelles de la matrice \mathbf{G} de taille $[\mathbf{M}, \mathbf{M}]$ sont donc :

$$G = \sum_{k=1}^K G_k = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^K G_{11}^{(k)} & G_{12}^{(1)} & \bullet & \bullet & \bullet & G_{12}^{(K)} \\ \hline G_{12}^{(1)T} & G_{22}^{(1)} & 0 & \bullet & \bullet & 0 \\ \bullet & 0 & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & 0 \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & \bullet & 0 \\ \hline G_{12}^{(K)T} & 0 & \bullet & \bullet & 0 & G_{22}^{(K)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{Avec : } G_{11}^{(k)} = |a_k|^2 \|d'\|^2 \quad \text{et} \quad G_{12}^{(k)} = \begin{bmatrix} -|a_k|^2 \text{Im}(d'^T d) & |a_k| \text{Re}(d'^T d) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\text{Et : } G_{22}^{(K)} = \begin{bmatrix} |a_k|^2 \|d\|^2 & 0 \\ 0 & \|d\|^2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{Maintenant nous avons } \Gamma = \left(\frac{2}{\sigma^2} \right) G$$

La seconde étape consiste à calculer Γ^{-1} . La valeur nous intéressant étant la limite de la variance de θ qui est donnée part :

$$[\Gamma^{-1}]_{1,1} = \frac{\sigma^2}{2} [G^{-1}]_{1,1} \quad \text{avec} \quad G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{12}^T & G_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Nous avons donc :

$$[G^{-1}]_{1,1} = (G_{11} - G_{12} G_{22}^{-1} G_{12}^T)^{-1} \quad (14)$$

$$G_{11} - G_{12} G_{22}^{-1} G_{12}^T = \sum_{k=1}^K G_{11}^{(k)} - \sum_{k=1}^K G_{12}^{(k)} G_{22}^{(k)-1} G_{12}^{(k)T} = \sum_{k=1}^K |a_k|^2 \left(\|d'\|^2 - \frac{|d'^T d|^2}{\|d\|^2} \right) \quad (15)$$

d'où, à partir de (13), (14) et (15) on a :

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2.K.RSB} \frac{1}{\|d'\|^2 - \frac{|d'^T d|^2}{\|d\|^2}} \quad \text{avec} \quad RSB = \frac{|a|^2}{\sigma^2} \quad \text{et} \quad |a|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |a_k|^2 \quad (16)$$

ANNEXE 4
Borne de Cramer Rao de référence

I Calcul de la BCR dans le cas d'un réseau linéaire

Dans cette partie, nous allons détailler le calcul théorique de la borne de Cramer-Rao à partir de la formule (27) dans le cas d'un réseau linéaire avec espacement arbitraire dans un premier temps, et équidistant dans un second temps.

I.1 Réseau linéaire avec espacement arbitraire

Considérons un réseau de N antennes isotropiques espacées arbitrairement. La position du $n^{\text{ième}}$ élément est spécifiée par le scalaire \mathbf{d}_n , où $|\mathbf{d}_n|$ représente la distance entre l'élément et la référence du réseau d'antenne (pris sur la ligne du réseau), le signe de \mathbf{d}_n indique la position relative de cet élément, avec $\mathbf{d}_n < 0$ (respectivement $\mathbf{d}_n > 0$) correspondant à une position sur la gauche (respectivement sur la droite) par rapport au point de référence. La source est localisée par un angle « θ ». La figure 114 illustre un cas pour $N=4$.

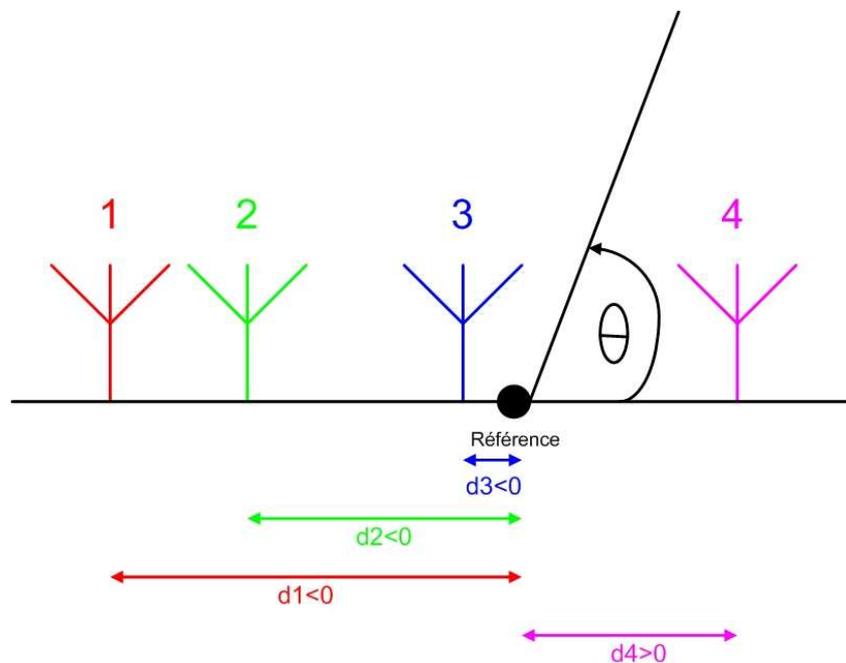


Figure 114 : Exemple d'un réseau linéaire non équidistant à 4 éléments

En procédant par étape, on a :

$$d(\theta) = \left[e^{jkd_1 \cos(\theta)}, e^{jkd_2 \cos(\theta)}, \dots, e^{jkd_N \cos(\theta)} \right] \quad (1)$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

La dérivée partielle de « \mathbf{d} » par rapport à « θ » s'écrit :

$$d'(\theta) = - \left[jkd_1 e^{jkd_1 \cos(\theta)}, jkd_2 e^{jkd_2 \cos(\theta)}, \dots, jkd_N e^{jkd_N \cos(\theta)} \right] \sin(\theta) \quad (2)$$

On a immédiatement : $\|d\|^2 = N$, $\|d'\|^2 = k^2 \sin^2(\theta) \sum_{n=1}^N d_n^2$ et $d'^T d = -jk \sin(\theta) \sum_{n=1}^N d_n$.

Donc, la Borne de Cramer Rao s'exprime à partir de la formule (27) du chapitre 2 par :

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2NK.RSB} \frac{\lambda^2}{4\pi^2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_n^2 - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{n=1}^N d_n \right)^2 \right) \sin^2(\theta)} \quad (3)$$

I.2 Réseau linéaire uniforme

En repartant de la formule (30) du chapitre 2, on a $|d_{n+1} - d_n| = D$. L'expression de la borne devient donc :

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2NK.RSB} \frac{\lambda^2}{4\pi^2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_n^2 - \frac{1}{N^2} \left(\sum_{n=1}^N d_n \right)^2 \right) \sin^2(\theta)}$$

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2NK.RSB} \frac{\lambda^2}{4\pi^2 \left(d^2 \frac{(2N^2 - 3N + 1)}{6} - d^2 \frac{(n-1)^2}{4} \right) \sin^2(\theta)}$$

$$\text{d'où : } \sigma_\theta^2 = \frac{1}{2NK \cdot RSB} \frac{12\lambda^2}{4\pi^2 d^2 (N^2 - 1) \sin^2(\theta)}$$

$$\text{Enfin : } \sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{2.N.K.RSB} \frac{3\lambda^2}{\pi^2 L^2 \sin^2(\theta)} \text{ avec } L^2 = (N^2 - 1)D^2 \quad (4)$$

II Calcul de la BCR dans le cas d'un réseau circulaire uniforme

Maintenant, considérons un réseau composé de N antennes isotropiques réparties sur un cercle de rayon « R ». La source est localisée par son angle d'arrivée « θ ».

$$\text{Nous avons : } [d]_n = e^{jk(X_n \cos(\theta) + Y_n \sin(\theta))} \text{ avec } n = 1 \dots N \quad (5)$$

Les termes $X_n = R \cos(\beta_n)$ et $Y_n = R \sin(\beta_n)$ décrivent par une répartition uniforme, les coordonnées cartésiennes du $n^{\text{ième}}$ élément, alors que $\beta_n = \frac{(n-1)2\pi}{N}$ décrit l'angle correspondant.

La phase de référence est prise au centre du réseau ($X_{\text{ref}}=0, Y_{\text{ref}}=0$). La figure 115 illustre un cas de réseau circulaire à 5 éléments.

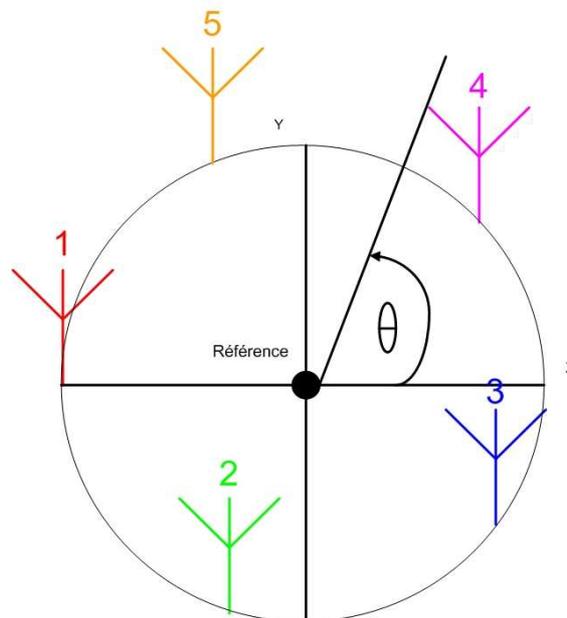


Figure 115 : Exemple de réseau circulaire uniforme à 5 éléments

La dérivée partielle de « \mathbf{d} » par rapport à « θ » s'écrit :

$$[d']_n = jk(-X_n \sin(\theta) + Y_n \cos(\theta))e^{jk(X_n \cos(\theta) + Y_n \sin(\theta))} \quad (6)$$

De plus,

$$\|d'\|^2 = k^2 \left(\sum_{n=1}^N X_n^2 \sin^2(\theta) + \sum_{n=1}^N Y_n^2 \cos^2(\theta) - 2 \sum_{n=1}^N X_n Y_n \sin(\theta) \cos(\theta) \right) \quad (7)$$

Et :

$$d'^T d = -jk \left(- \sum_{n=1}^N X_n \sin(\theta) + \sum_{n=1}^N Y_n \cos(\theta) \right) \quad (8)$$

Enfin,

$$\sum_{n=1}^N X_n = \sum_{n=1}^N Y_n = \sum_{n=1}^N X_n Y_n = 0, \sum_{n=1}^N X_n^2 = \sum_{n=1}^N Y_n^2 = \frac{N}{2} R^2, \|d'\|^2 = \frac{N}{2} k^2 R^2 \text{ et } d'^T d = 0$$

Donc la BCR pour un réseau circulaire uniforme s'écrit :

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{.K.N.RSB} \frac{\lambda^2}{\pi^2 (2R)^2} \quad (9)$$

ANNEXE 5
Logiciel de simulation EM : FEKO

FEKO est une suite d'outils utilisés pour des analyses électromagnétiques de structures 3D. Les simulations FEKO sont principalement basées sur la méthode des moments (MOM) et quelques extensions de la méthode des moments pour résoudre des problèmes complexes, incluant les larges structures (MLFMM), et les tissus humains (FEM). Différents types de paramètres peuvent être calculés et affichés dans différents formats.

Le tableau suivant représente les différentes méthodes de simulation, les différentes applications et les caractéristiques spéciales de FEKO.

Méthodes de Simulation	Applications	Caractéristiques Spéciales
<ul style="list-style-type: none"> - Méthode des moments (MOM) étendue aux volumes diélectriques, aux structures planaires multicouches. - Multilevel Fast Multipole Method (MLFMM) - Méthode des Eléments Finis (FEM) - Physical Optics (PO) - Optique géométrique pour les diélectriques - Théorie uniforme de la diffraction (UTD) 	<ul style="list-style-type: none"> - Conception d'antennes 3D - Antennes Microstrip (planaire et conformée) - Circuits Microstrip - Placement d'antennes - Analyses CEM - Corps diélectrique (SAR) - Analyses de propagation (RCS) 	<ul style="list-style-type: none"> - Méthode Hybride (MOM avec FEM, PO, GO, UTD) - Simulation Parallèle - Simulation Out of Core - Simulation dans le domaine temporel - Optimiseur

Tableau 2 : Méthodes et Caractéristiques de FEKO

• Les applications de FEKO

La figure 116 illustre les différentes applications de FEKO

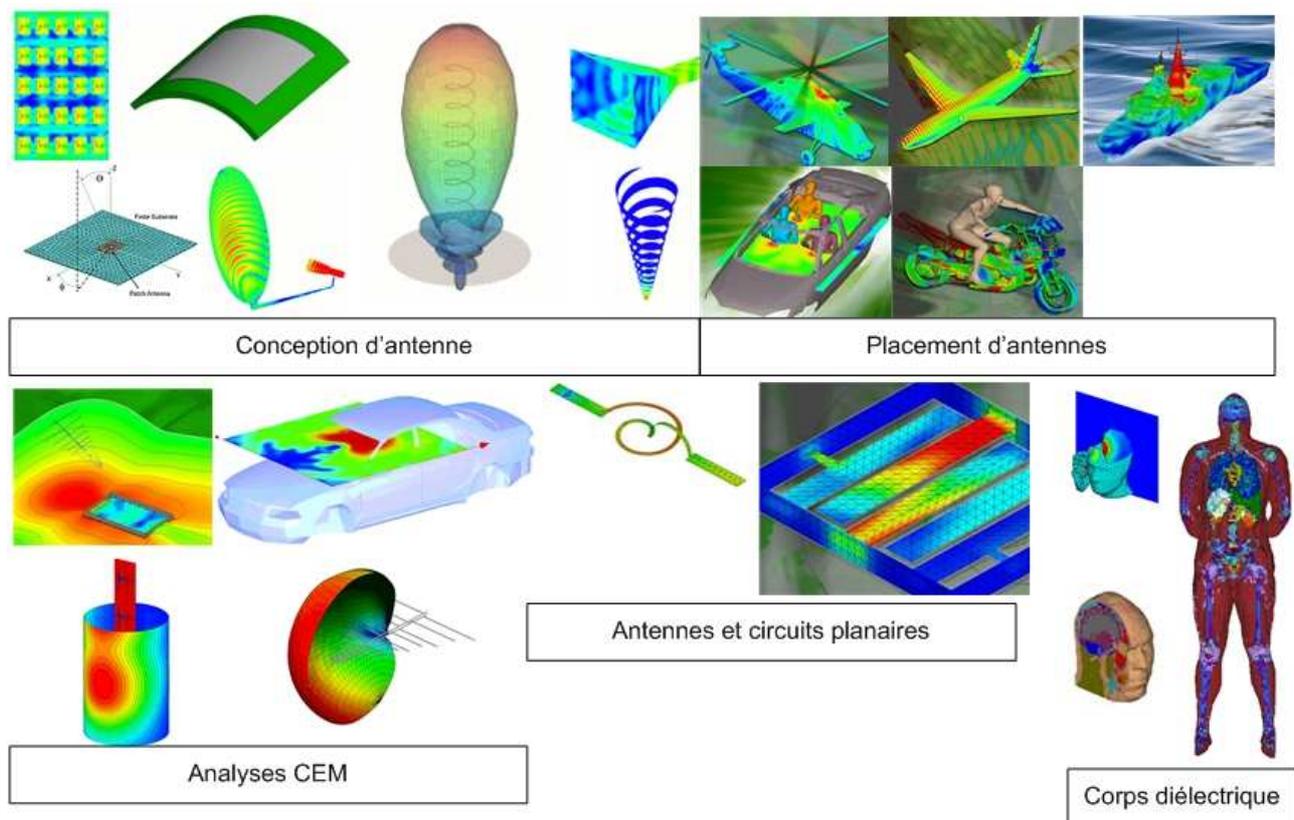


Figure 116 : Les applications de FEKO

➤ Design d'antenne

FEKO peut simuler des antennes filaires, des cornets ou des antennes paraboliques, des antennes imprimées (conformées ou non), des réseaux d'antennes, des antennes hélices, etc...

➤ Placement d'antennes

Les méthodes hybrides MOM/FEM, MOM/PO, MOM/UTD et la méthode MLFMM permettent l'analyse d'antenne montée sur des larges plateformes où les interactions avec les structures avoisinantes influent sur les caractéristiques de l'antenne.

➤ Analyses CEM

FEKO peut être utilisé pour les analyses CEM, dans les calculs de champ proche, ou les calculs de champ pour la sécurité du personnel.

➤ **Antennes et circuits planaires**

FEKO utilise la méthode des moments pour l'analyse d'antennes imprimées et de circuits.

➤ **Corps diélectrique**

Les valeurs de champ peuvent être calculées à l'intérieur de nombreuses régions diélectriques avec chacune des paramètres différents. Ces champs peuvent être utilisés pour estimer la SAR à l'intérieur de certaines régions. Cette fonctionnalité a beaucoup d'importance dans l'analyse des téléphones portables et des stations de base pour l'exposition aux champs.

• **Les méthodes de FEKO**

➤ **La méthode des moments**

FEKO utilise principalement la méthode des moments. Il existe cependant certaines caractéristiques incluses :

- L'ajout de composants et de circuit R/L/C
- Des effets de peau et des pertes ohmiques
- Des corps diélectriques surfaciques multicouches homogènes
- Des corps diélectriques volumiques multicouches inhomogènes
- Une Fonction de Green pour l'analyse de milieux multicouches

➤ **La méthode MLFMM (Multi Level Fast Multipole Method)**

Avec la méthode des moments classique, chaque fonction de base (triangle ou segment) a une influence sur toutes les autres fonctions de base de la structure. Cela mène à une progression quadratique du nombre d'itérations nécessaire. En regroupant les fonctions de base ensemble, les interactions entre groupes peuvent être calculées et stockées comme des interactions individuelles. Ce regroupement est réalisé sur de multiples niveaux, où, au sommet, la structure entière est comprise dans un cube. Au niveau suivant, le cube est divisé en 3 dimensions pour arriver à un maximum de 8 cubes. Ce procédé est répété jusqu'à ce que le côté du cube le plus petit soit approximativement de l'ordre de $\lambda/4$. Les interactions entre deux bases qui ne sont pas voisines sont calculées par un procédé d'agrégation, de translation et de désagrégation entre les différents niveaux.

➤ **PO (Optique Physique)**

La méthode des moments classique souffre d'un temps de calcul trop important lorsque le nombre d'éléments décrivant la structure est trop grand. (Mémoire = $16N^2$ en bytes où N représente le nombre de fonction de base). Pour des structures très grandes devant la longueur d'onde, cela entraîne des ressources de calculs énormes. Pour éviter ces problèmes, la méthode des moments a été couplée avec des méthodes asymptotiques de haute fréquence d'optique physique : PO et UTD. Ces implémentations réduisent considérablement les dimensions des matrices à résoudre et permettent de résoudre de larges problèmes avec des moyens de calcul plus modeste.

➤ **UTD (Uniform Theory of Diffraction)**

La méthode UTD est une formulation asymptotique où la taille de la structure n'influence pas l'espace mémoire requis. La formulation est basée sur les trajets directs, les réflexions et les diffractions sur les cotés et les coins de la structure. C'est le nombre de trajets et d'interactions avec la structure qui fait augmenter le temps de calcul.

➤ **FEM (Finite Element Method)**

La méthode FEM basée sur des éléments volumiques est idéale pour modéliser des corps diélectriques qui ne sont pas homogènes. Le couplage entre la méthode des moments et la méthode FEM exploite les avantages des 2 techniques, c'est à dire l'efficacité de la méthode FEM pour le traitement des corps diélectriques inhomogènes et l'efficacité de la méthode des moments pour le traitement du rayonnement en espace ouvert parce qu'on est pas obligé de discrétiser l'espace de calcul. L'hybridation entre la méthode des moments et la méthode FEM permet à FEKO de résoudre certaines catégories de problèmes électromagnétiques avec une meilleure efficacité. Une application directe est le calcul de l'exposition humaine aux rayonnements des téléphones mobiles et des stations de base.

ANNEXE 6
Etude des antennes boucles et trèfles

Les figures 117 à 132 donnent l'évolution de la hauteur efficace et des défauts d'omnidirectionnalité maximaux sur la bande 500MHz – 3000MHz en fonction du nombre de boucles et du diamètre global de l'antenne. Les hauteurs efficaces ont été calculées en utilisant un système d'adaptation identique permettant d'obtenir un $ROS < 2$ sur toute la bande.

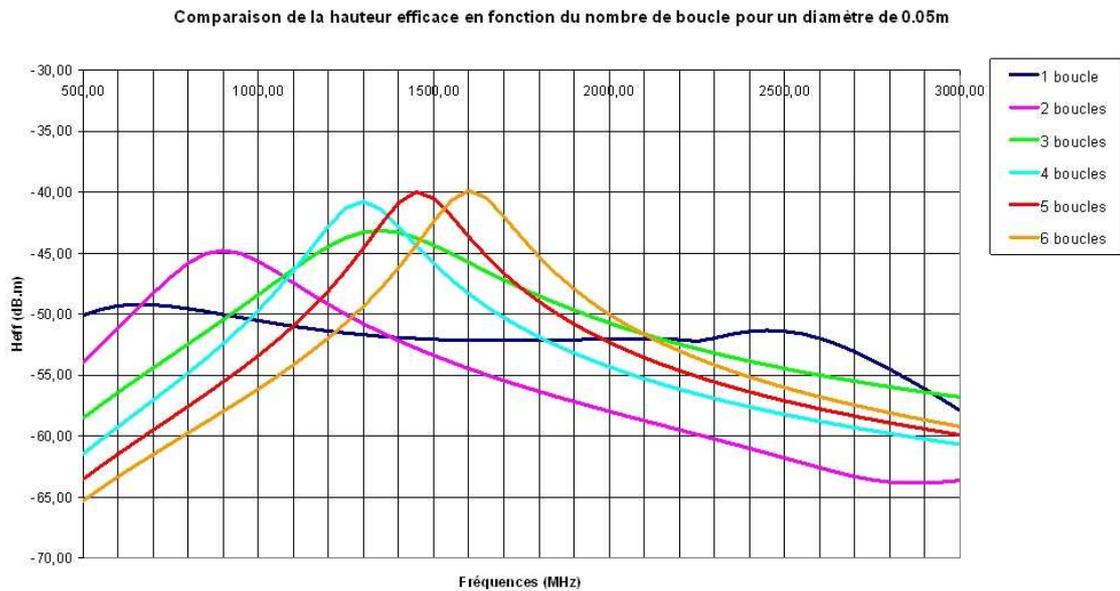


Figure 117 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 5cm

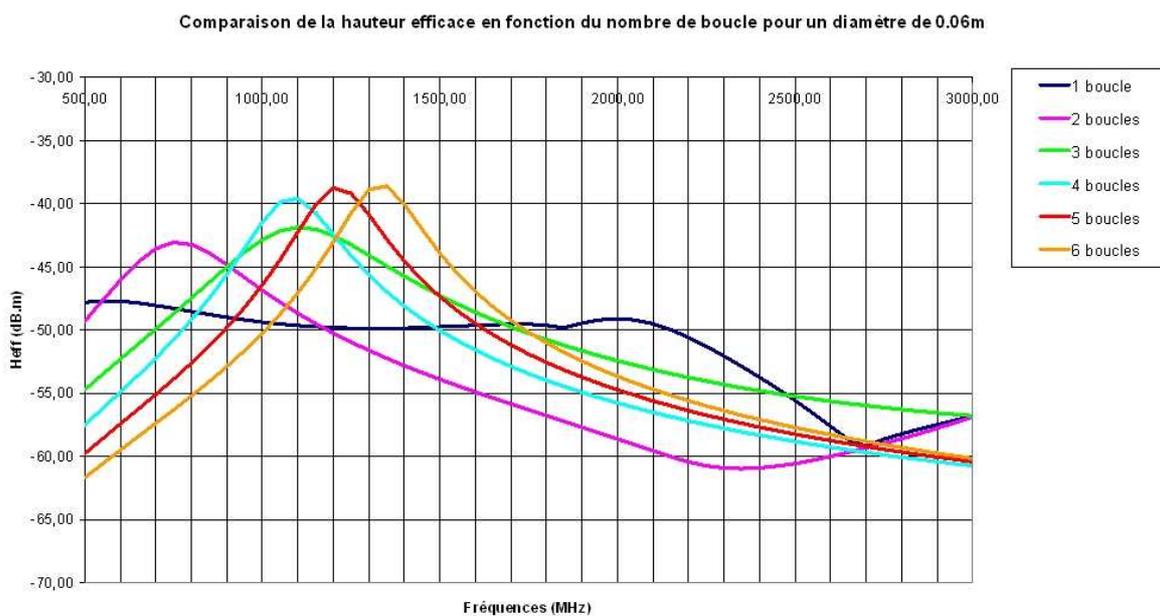


Figure 118 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 6cm

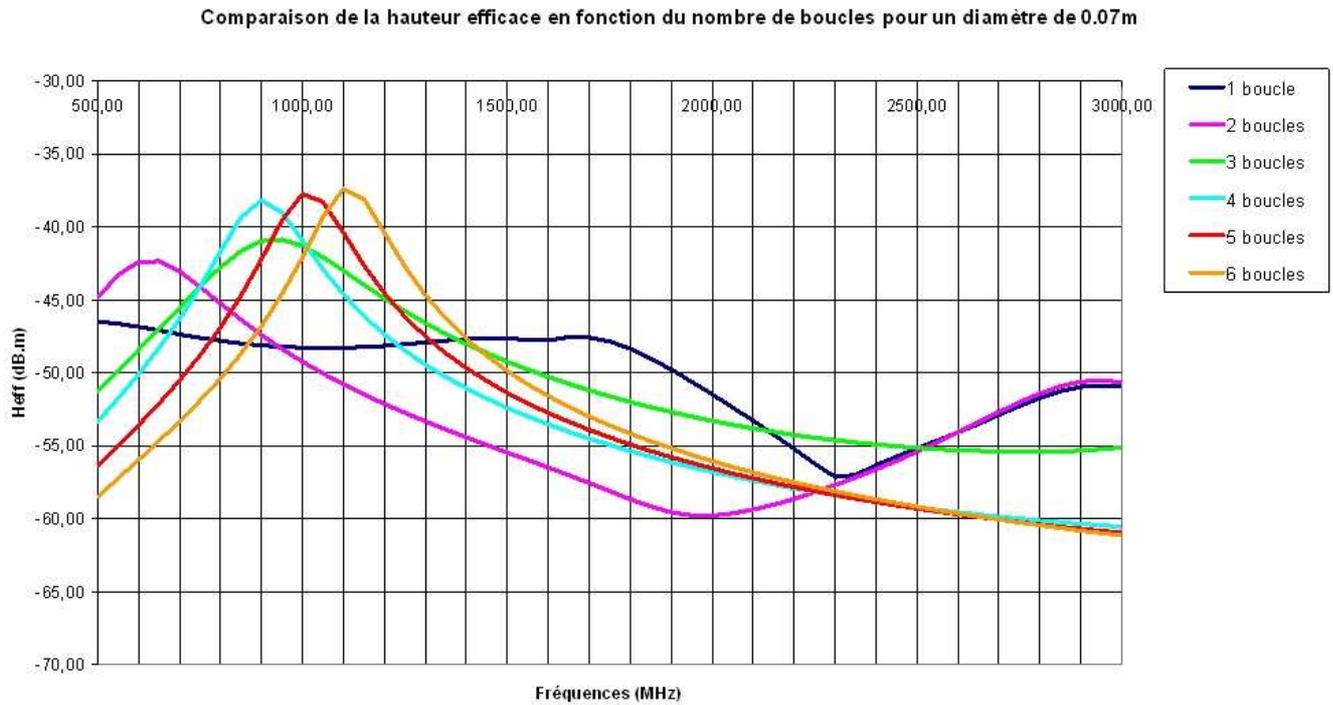


Figure 119 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 7cm

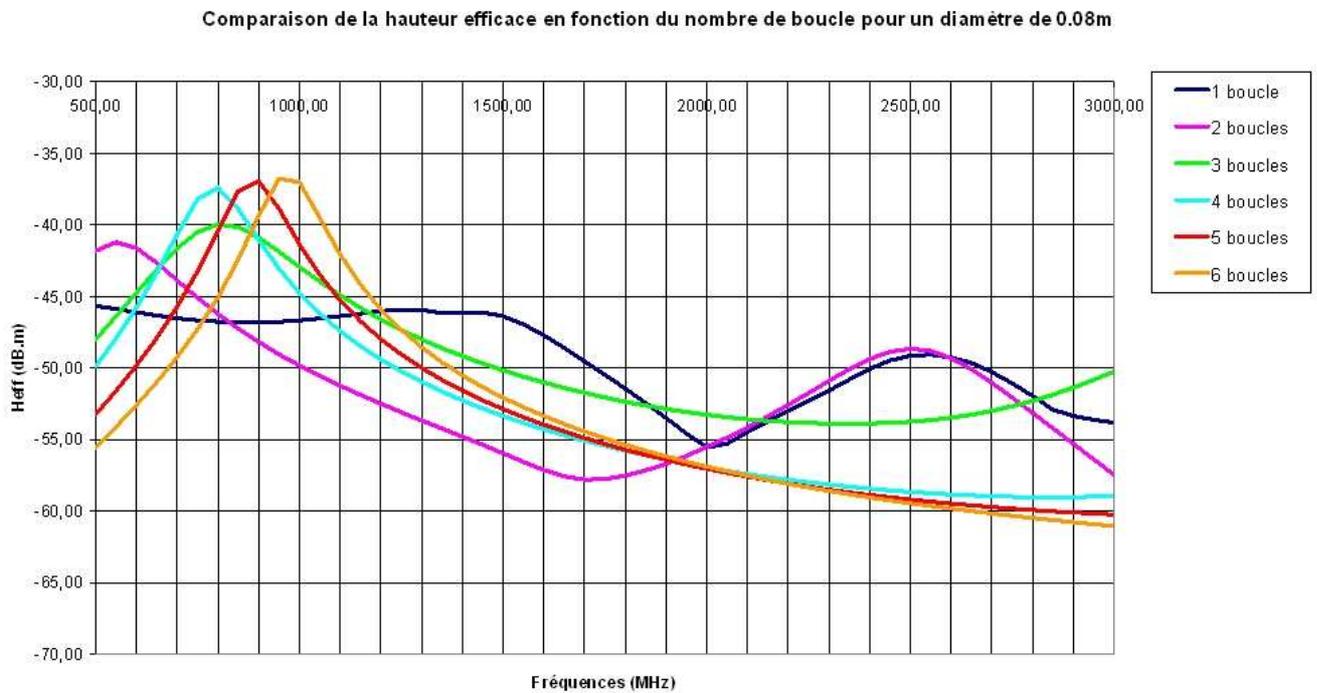


Figure 120 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 8cm

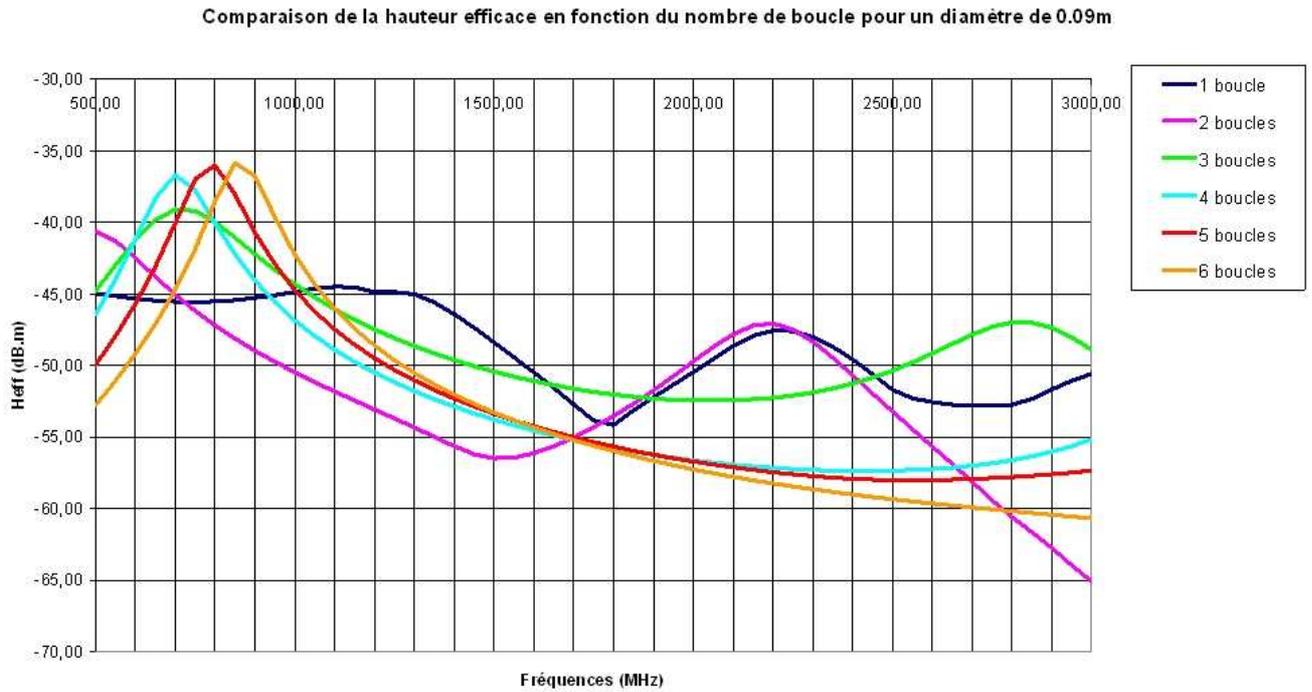


Figure 121 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 9cm

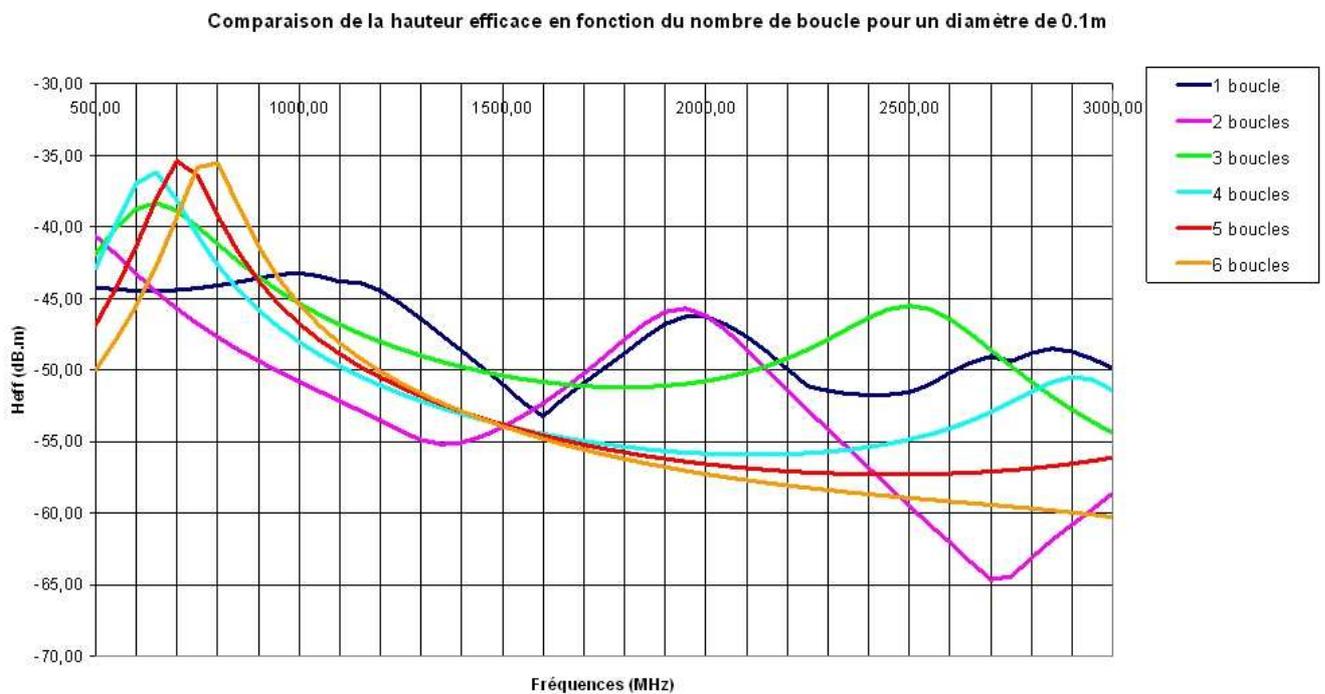


Figure 122 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 10cm

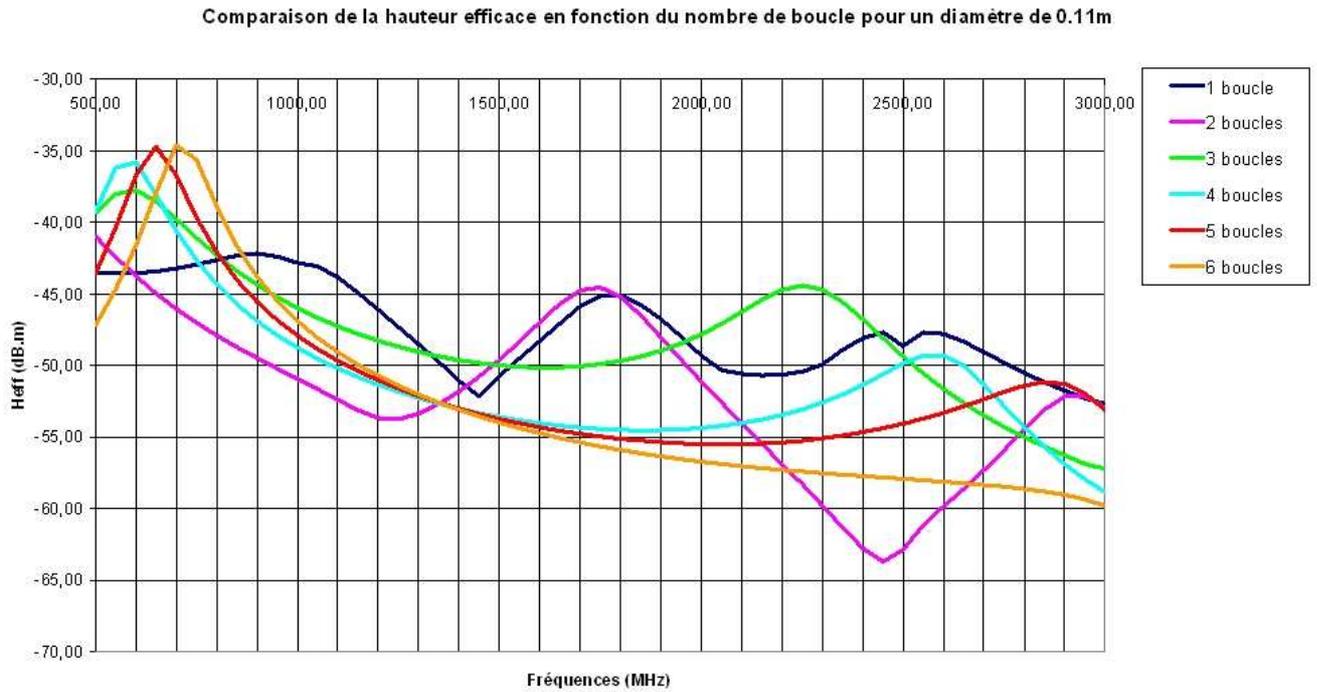


Figure 123 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 11cm

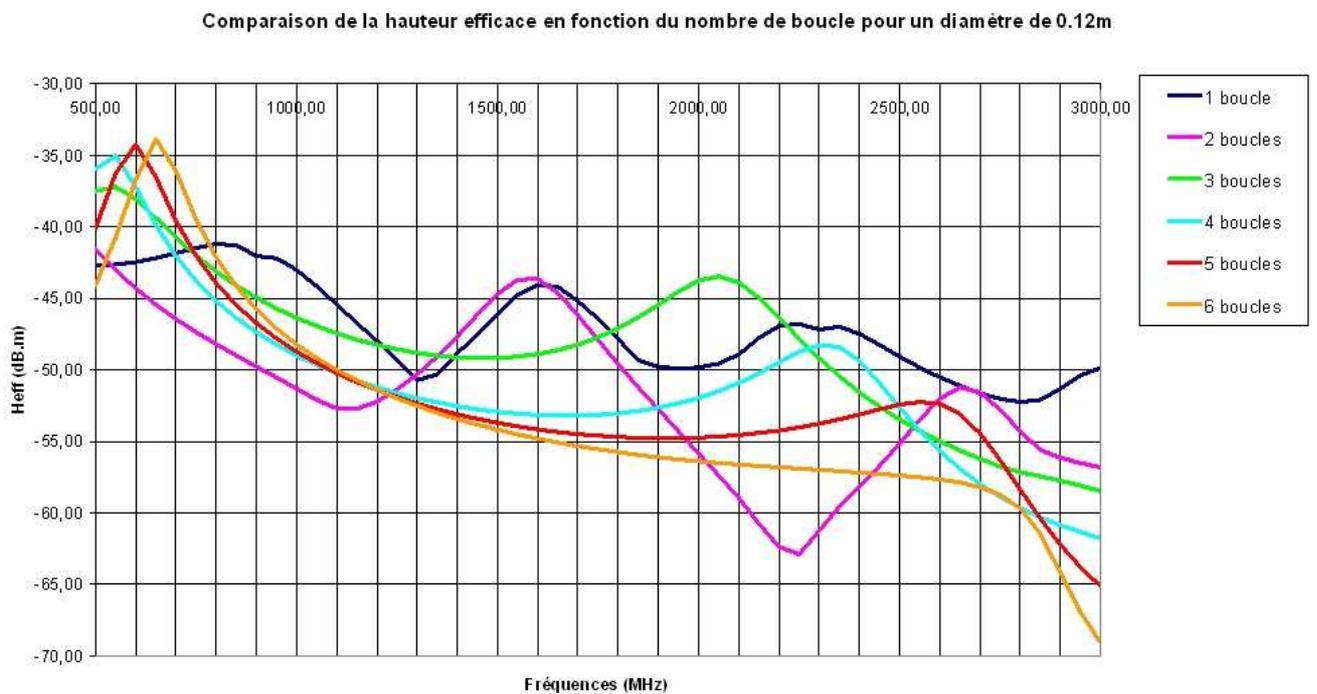


Figure 124 : Hauteur efficace en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 12cm

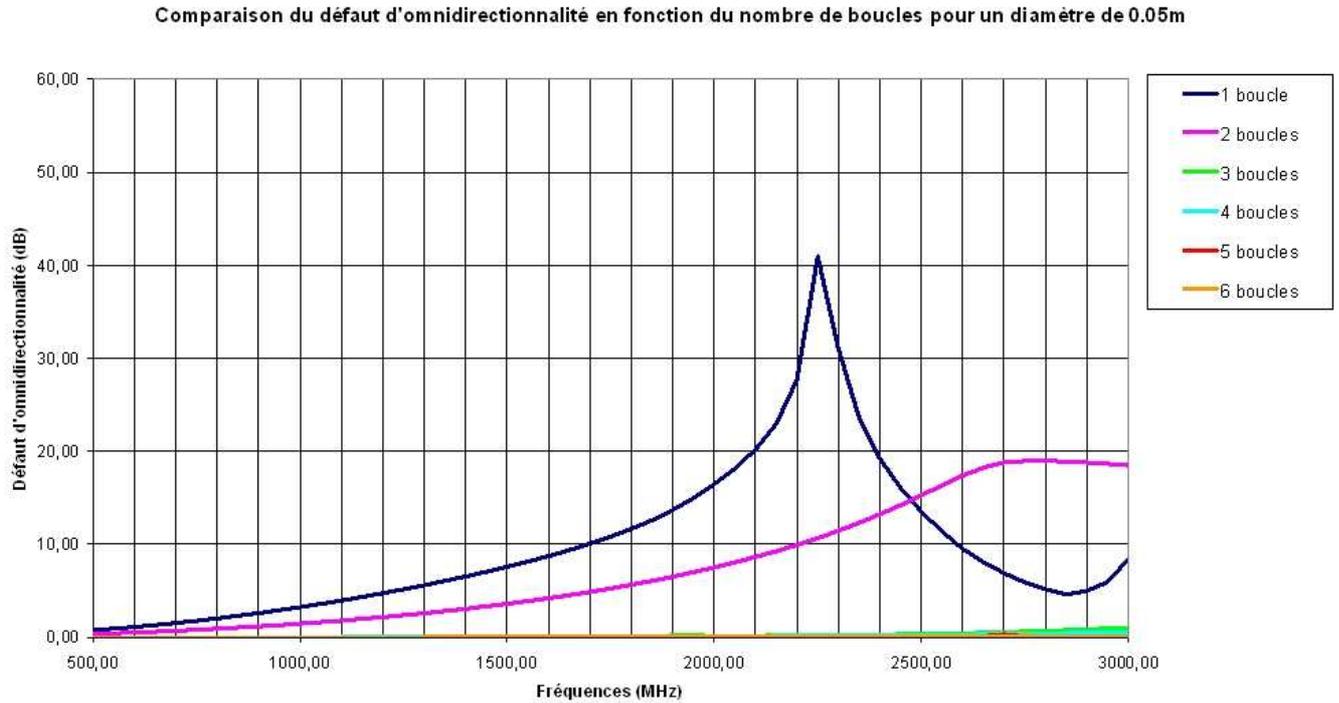


Figure 125 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 5cm

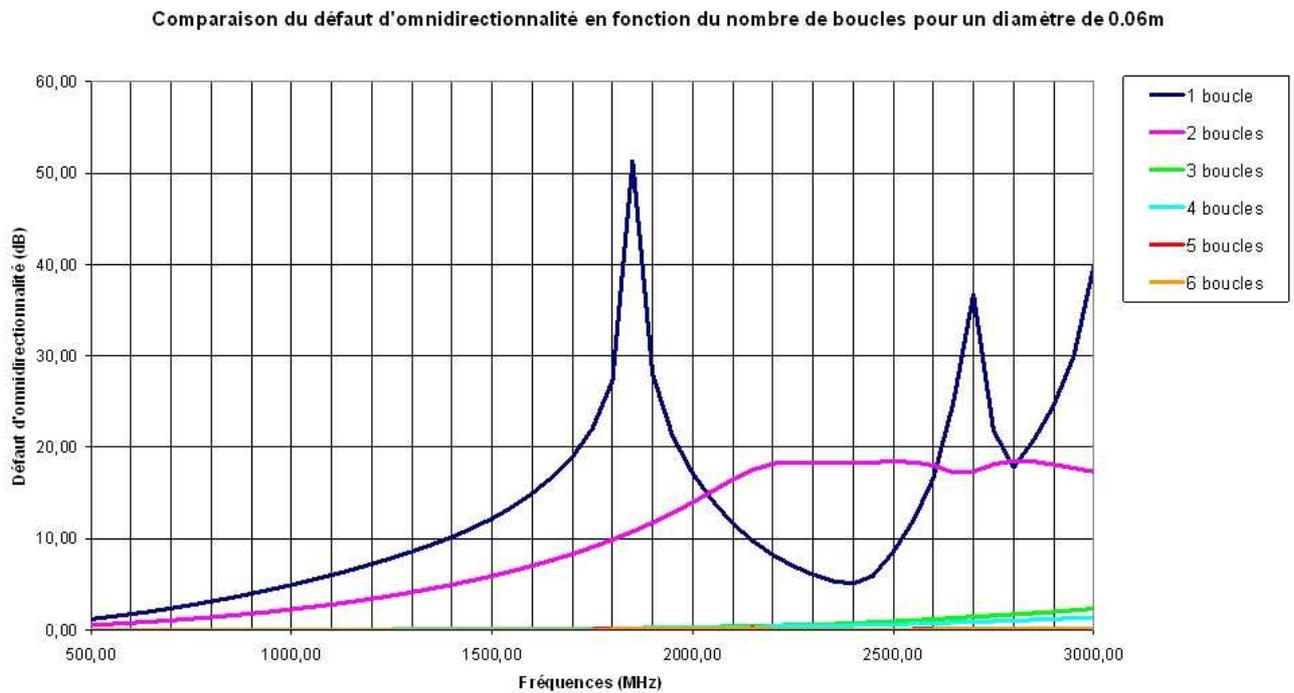


Figure 126 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 6cm

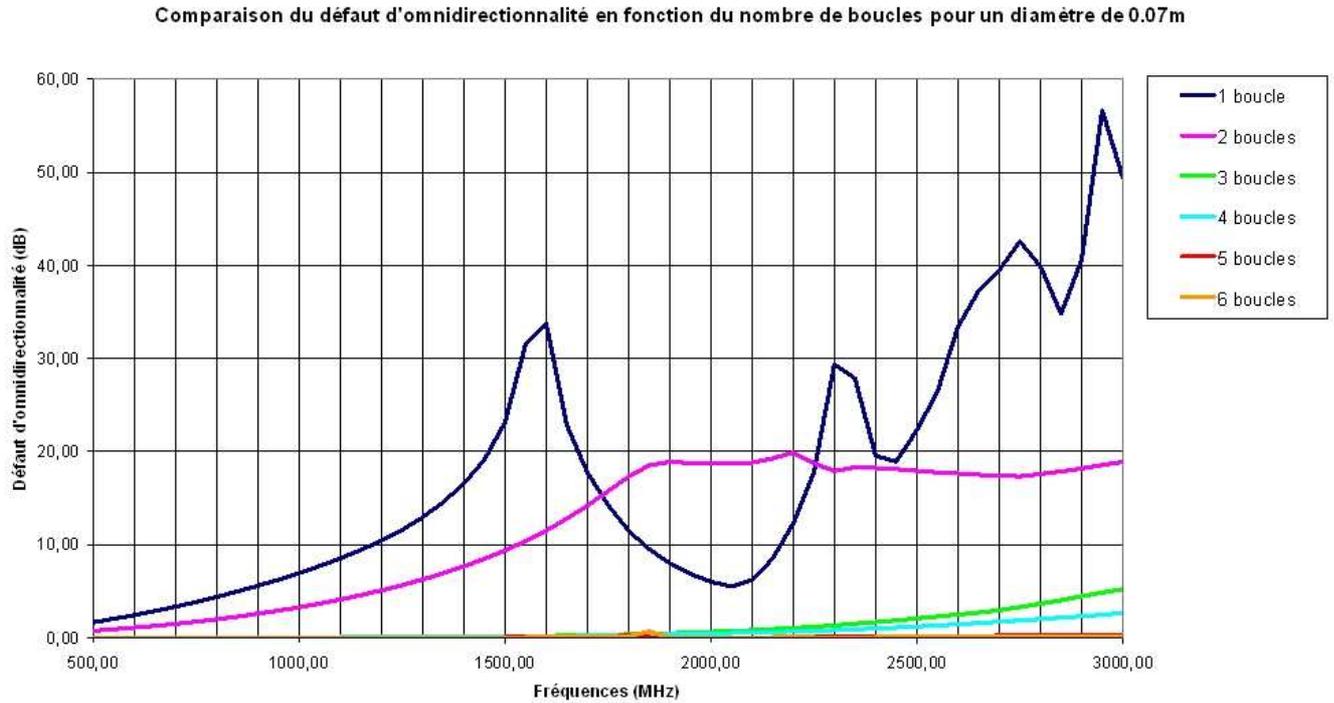


Figure 127 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 7cm

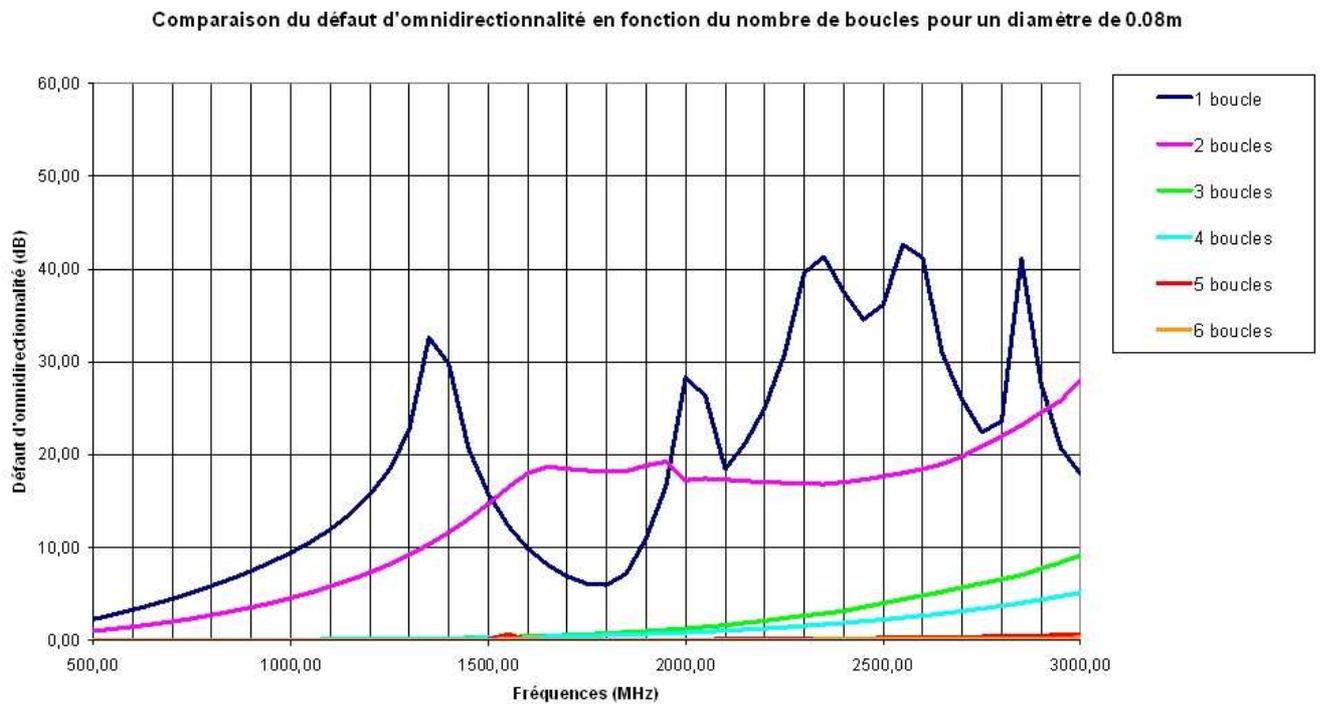


Figure 128 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 8cm

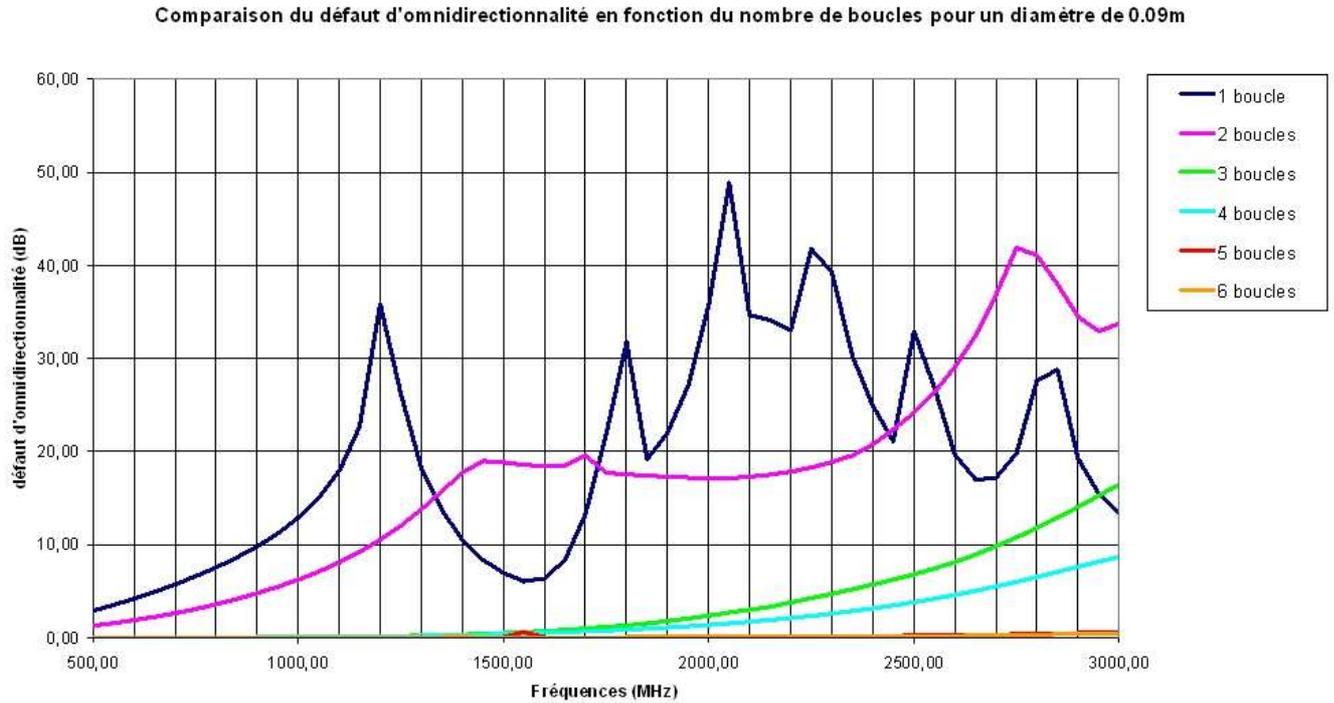


Figure 129 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 9cm

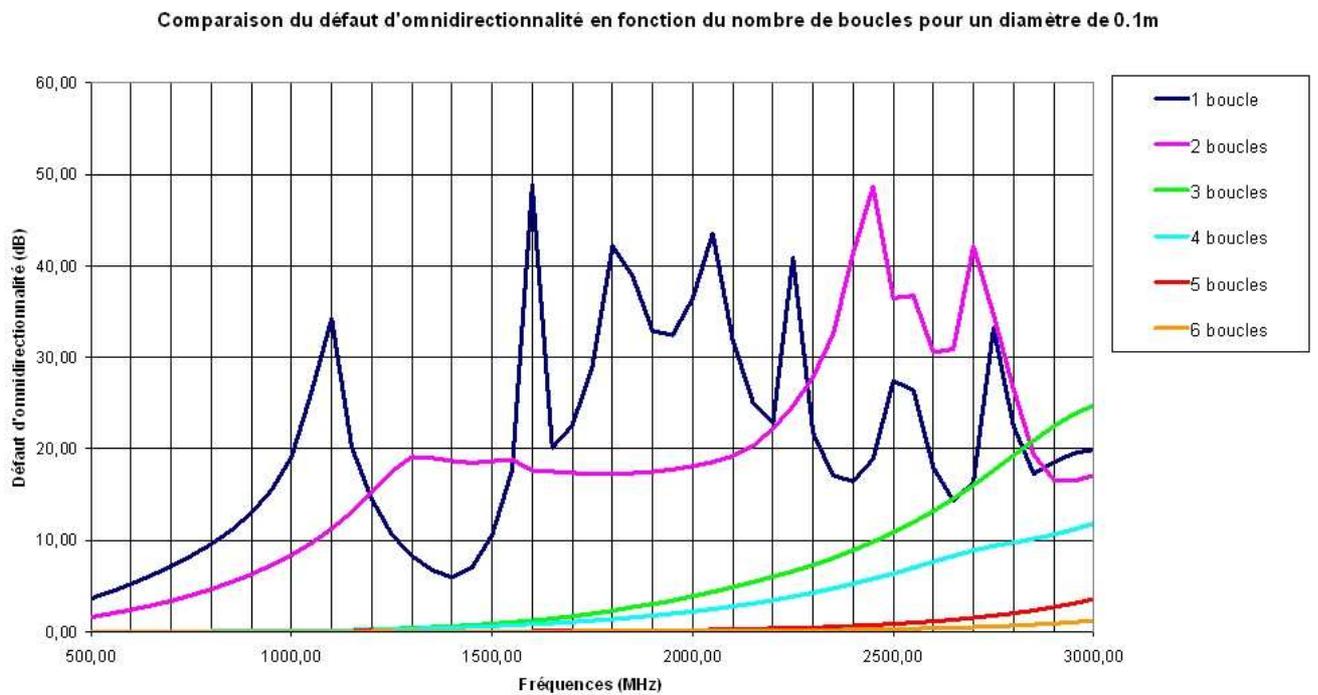


Figure 130 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 10cm

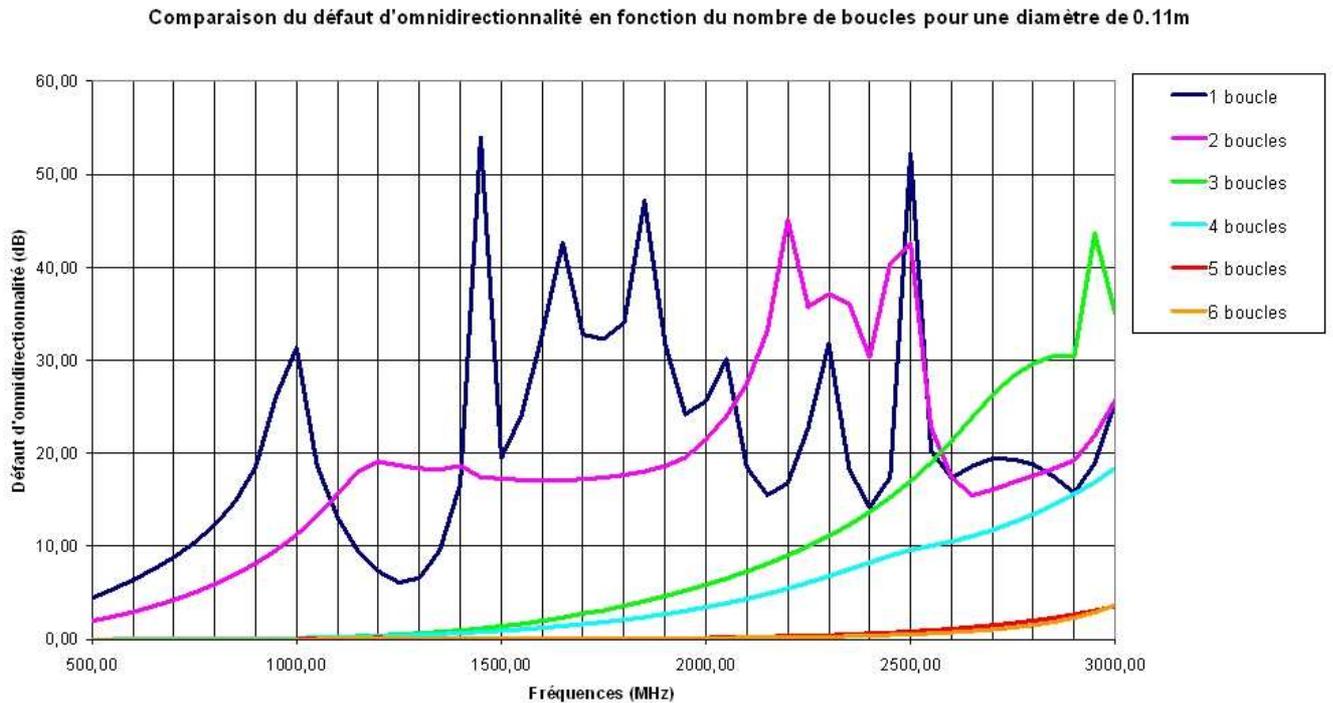


Figure 131 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 11cm

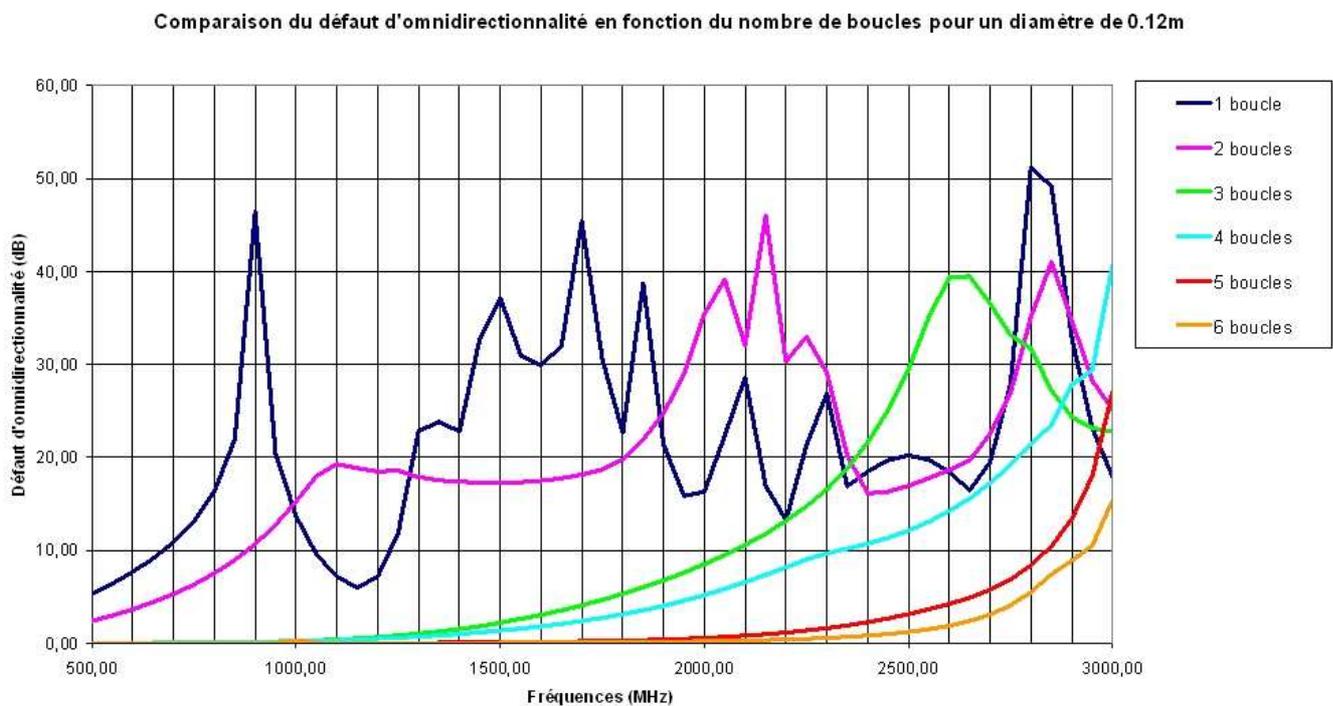


Figure 132 : Défaut d'omnidirectionnalité en fonction du nombre de boucle pour un diamètre de 12cm

ANNEXE 7
*Diagrammes de rayonnement des antennes
boucles et cardioïdes*

La figure 133 donne les comparaisons des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des antennes boucles 30MHz – 500MHz en polarisation horizontale.

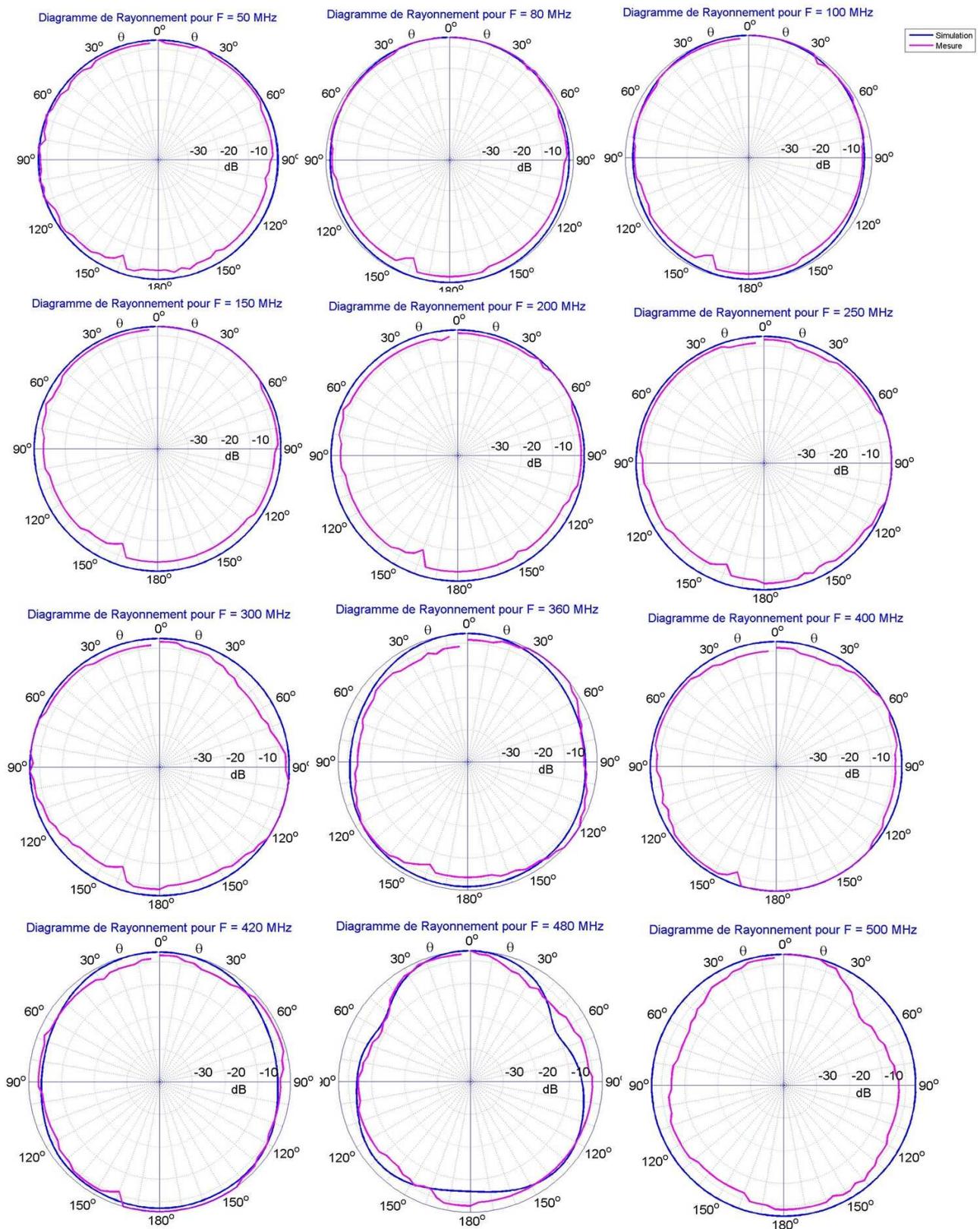


Figure 133 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale

Les figures 134 et 135 donnent les comparaisons des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés des antennes cardioïdes en polarisation verticale et horizontale.

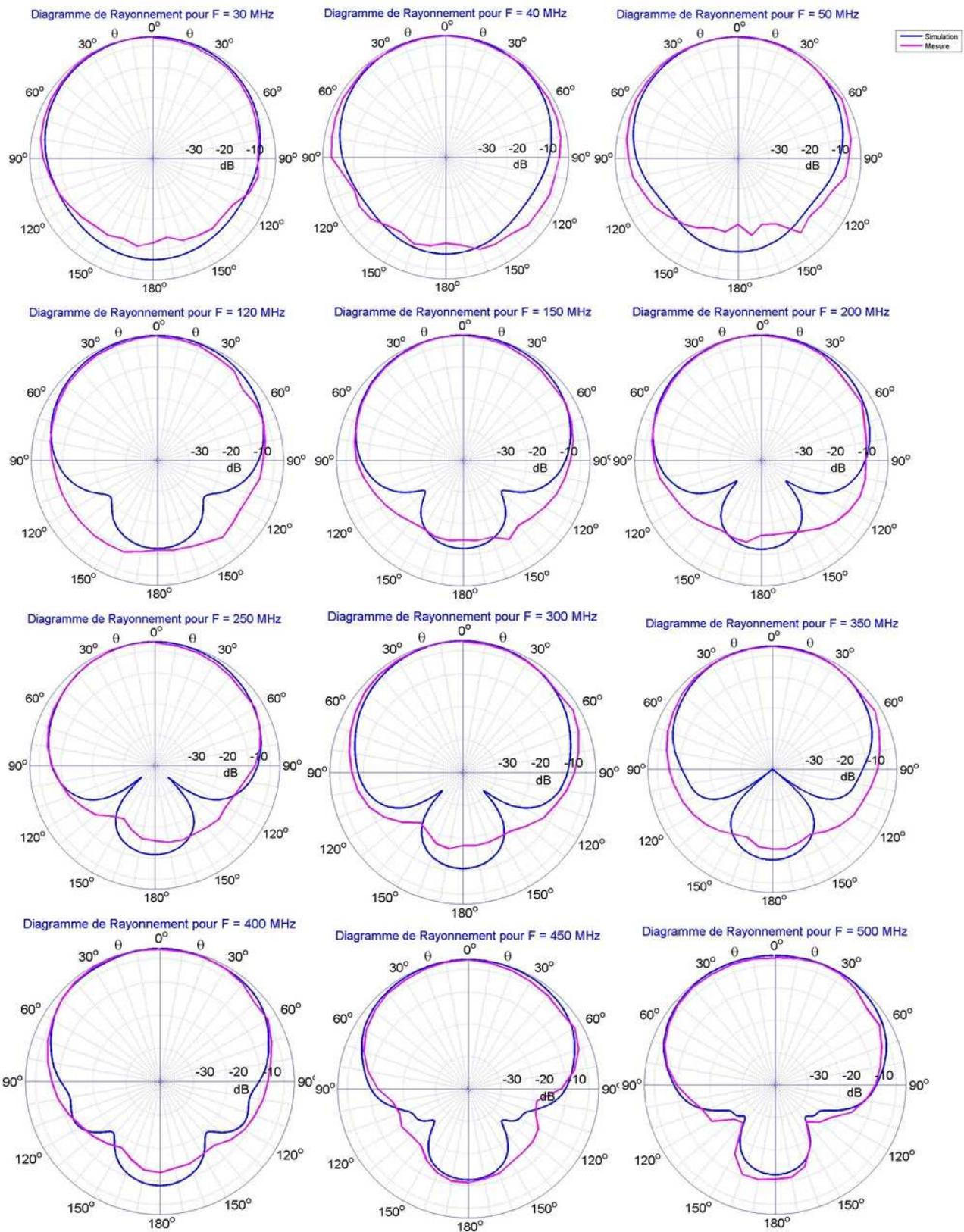


Figure 134 : Diagrammes de rayonnement en polarisation verticale

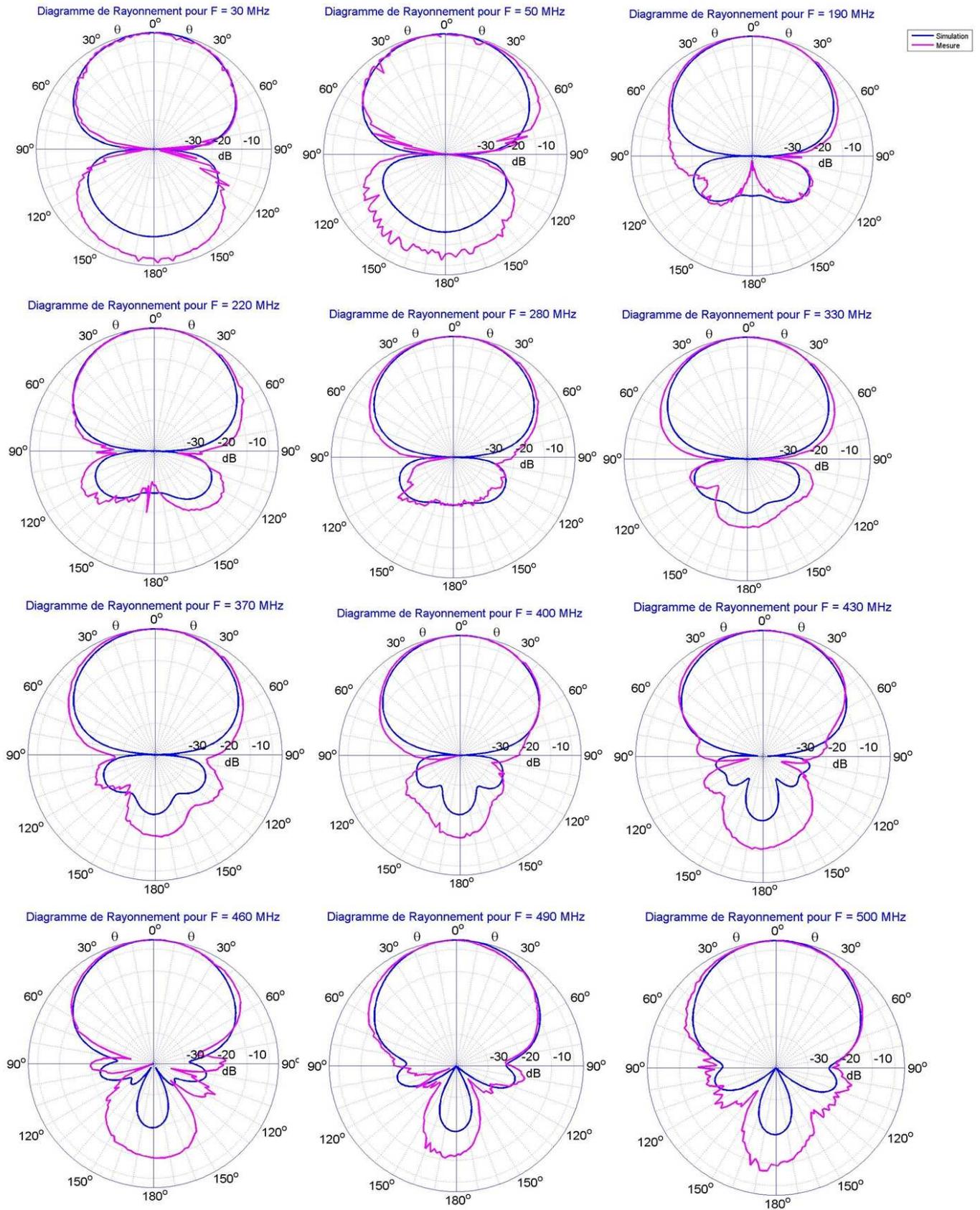


Figure 135 : Diagrammes de rayonnement en polarisation horizontale

ANNEXE 8
*Caractéristiques des composants des antennes
actives*

Coaxial Power Splitter/Combiner

2 Way-0° 50Ω 10 to 1000 MHz

ZFSC-2-2+
ZFSC-2-2



BNC version shown
CASE STYLE: K18

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	1W max.
Internal Dissipation	0.125W max.

Coaxial Connections

SUM PORT	3
PORT 1	1
PORT 2	2

Features

- wideband, 10 to 1000 MHz
- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- excellent isolation, 28 dB typ.
- excellent amplitude unbalance, 0.1 dB typ.
- excellent phase unbalance, 0.5 deg. typ.
- very good return loss, VSWR, 1.2:1 typ.
- rugged shielded case

Applications

- cellular
- VHF/UHF
- instrumentation

Connectors	Model	Price	Qty.
BNC	ZFSC-2-2(+)	\$51.95	(1-9)
SMA	ZFSC-2-2-S+	\$56.95	(1-9)
N-TYPE	ZFSC-2-2-N+	\$56.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS (OPTION compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC))

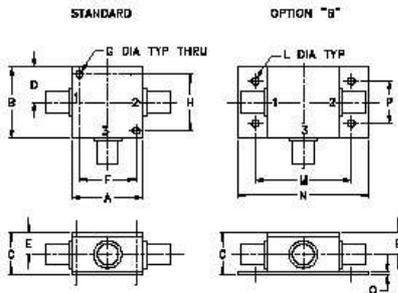
The + suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)			INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB			PHASE UNBALANCE (Degrees)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		
	L	M	U	L	M	U	L	M	U	L	M	U
f _l -f _h	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Min.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.	Max.	Max.	Max.	Max.	Max.	Max.
10-1000	30	20	23	0.2	0.5	0.9	2	4	4	0.15	0.15	0.30

L = low range [f_l to 10 f_l] M = mid range [10 f_l to f_h/2] U = upper range [f_h/2 to f_h]

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

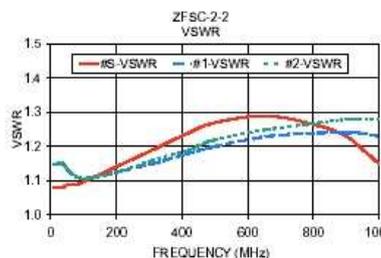
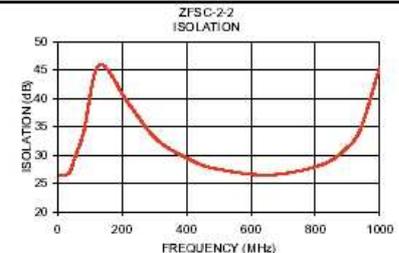
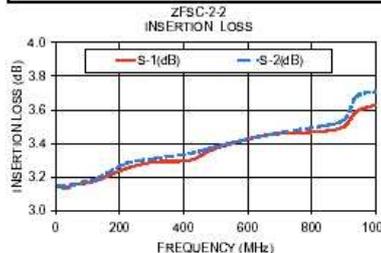
A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.00	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt
--	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
--	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	70.0

For option B with N-type connectors, dimension "C" increases to 0.94 inches.

Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)		Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
	S-1	S-2						
10.00	3.15	3.14	0.01	26.42	0.03	1.08	1.15	1.15
19.00	3.14	3.15	0.00	26.49	0.01	1.08	1.15	1.15
37.00	3.13	3.14	0.01	26.85	0.03	1.08	1.15	1.15
55.00	3.16	3.15	0.01	29.63	0.06	1.09	1.13	1.13
82.00	3.16	3.17	0.01	34.12	0.00	1.09	1.11	1.11
130.00	3.18	3.19	0.01	45.87	0.00	1.11	1.11	1.11
220.00	3.25	3.28	0.03	39.11	0.03	1.15	1.13	1.13
310.00	3.29	3.31	0.02	32.63	0.15	1.19	1.15	1.16
420.00	3.30	3.34	0.04	28.93	0.22	1.24	1.18	1.19
500.00	3.37	3.38	0.01	27.48	0.37	1.27	1.20	1.22
660.00	3.45	3.45	0.00	26.48	0.31	1.29	1.23	1.25
820.00	3.47	3.50	0.03	28.28	0.87	1.26	1.24	1.27
900.00	3.50	3.54	0.04	31.36	0.87	1.23	1.24	1.28
940.00	3.59	3.68	0.08	34.52	0.52	1.20	1.24	1.28
1000.00	3.63	3.71	0.08	45.49	0.51	1.15	1.23	1.28



electrical schematic



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com



RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B
M106294
ZFSC-2-2
HI/TD/CP/AM
070621

Coaxial Bias-Tee

50Ω Wideband 10 to 4200 MHz

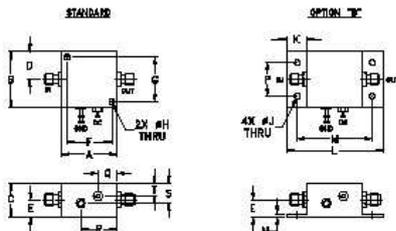
Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	30 dBm max.
Voltage at DC port	30 V max.
Input Current	500 mA
DC resistance from DC to RF&DC port	4.5 ohm typ.

Coaxial Connections

RF	in (SMA female)
RF&DC	out (SMA male)
DC	(feed-through pin)
GROUND	GROUND

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
1.25	1.25	.75	.63	.36	1.000	1.000	.125	.125	.46
31.75	31.75	19.05	16.00	9.14	25.40	25.40	3.18	3.18	11.68
L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.	
2.18	1.688	.06	.750	.50	.80	.45	.29		
55.37	42.86	1.524	19.05	12.7	20.32	11.43	7.366		38

ZFBT-4R2G-FT+



Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFBT-4R2G-FT+	\$59.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		\$2.50	(1+)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features

- wideband, 10 to 4200 MHz
- low insertion loss, 0.6 dB typ.
- feed through terminal per DC port

Applications

- biasing amplifiers
- biasing of laser diodes
- biasing of active antennas
- DC return
- DC blocking
- test accessory

Bias-Tee Electrical Specifications

FREQUENCY (MHz)	INSERTION LOSS* (dB)						ISOLATION* (dB) (RF port to DC port) (RF&DC port to DC port)						VSWR** (:1)						
	L		M		U		L		M		U		L		M		U		
f _L	f _U	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.
10	4200	0.15	0.6	0.6	1.2	0.6	1.6	—	—	—	—	—	—	1.06	1.2	1.13	1.3	1.13	1.3

L= low range (f_L to 10 f_L) M= mid range (10 f_L to f_U/2) U= upper range (f_U/2 to f_U)

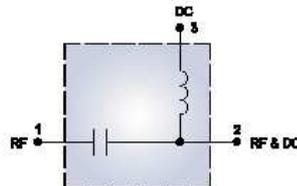
* Insertion Loss and Isolation are guaranteed up to 20 dBm-RF power and 200mA DC current.

**VSWR measured with open and short at DC port.

Typical Performance Data

Freq. (MHz)	Pin (dBm)	INSERTION LOSS (dB) with Current						ISOLATION (dB) (Pin=-10dBm) with current						VSWR (:1)
		0mA	20mA	50mA	100mA	150mA	200mA	10mA	20mA	50mA	100mA	150mA	200mA	
0.10	19.80	0.17	0.17	0.16	0.17	0.20	0.24	19.46	19.04	17.83	14.58	12.66	11.75	1.16
0.27	19.80	0.13	0.13	0.13	0.14	0.14	0.15	25.86	25.53	24.52	21.43	19.31	18.16	1.07
0.53	19.80	0.12	0.12	0.12	0.11	0.11	0.11	29.17	28.98	28.36	26.18	24.40	23.37	1.04
1.06	19.80	0.13	0.13	0.12	0.11	0.12	0.12	30.81	30.74	30.56	29.62	28.62	27.92	1.02
10.00	18.50	0.16	0.17	0.17	0.16	0.16	0.16	30.06	30.07	30.07	30.07	30.07	30.56	1.04
114.75	19.50	0.22	0.25	0.24	0.22	0.22	0.22	34.45	34.49	34.27	33.99	33.83	33.59	1.07
324.25	19.70	0.50	0.55	0.53	0.52	0.53	0.56	44.95	44.61	44.25	43.90	43.91	43.34	1.06
743.25	18.70	0.28	0.31	0.30	0.29	0.29	0.29	51.19	50.50	50.16	50.85	51.69	52.47	1.06
952.75	18.20	0.31	0.33	0.33	0.31	0.32	0.33	40.75	40.80	40.97	40.97	40.93	40.95	1.11
1581.25	18.00	0.46	0.48	0.47	0.46	0.48	0.49	42.58	42.59	43.94	43.77	44.36	44.17	1.13
2000.25	17.10	0.46	0.48	0.47	0.46	0.46	0.47	45.46	45.57	45.73	45.48	46.14	45.28	1.12
2524.00	14.40	0.40	0.42	0.41	0.42	0.43	0.44	53.15	53.72	52.19	53.17	52.67	53.67	1.12
3047.75	14.20	0.45	0.48	0.47	0.46	0.46	0.49	52.46	52.25	51.55	51.33	51.46	50.99	1.09
3676.25	15.10	0.73	0.74	0.75	0.75	0.75	0.75	46.32	47.19	46.36	45.53	46.19	45.65	1.07
4200.00	17.90	1.04	1.07	1.07	1.06	1.05	1.06	28.42	28.36	28.24	28.14	28.01	27.92	1.09
4502.50	-0.60	1.17	1.19	1.18	1.19	1.17	1.16	28.15	28.10	28.05	27.96	27.84	27.87	1.14
4802.00	-0.70	1.26	1.26	1.27	1.25	1.22	1.20	37.95	38.01	38.19	37.93	37.58	37.51	1.12
5251.75	-1.10	1.19	1.17	1.16	1.13	1.11	1.09	49.68	51.04	49.12	49.37	49.13	48.19	1.11
5550.75	-2.00	1.65	1.63	1.60	1.56	1.54	1.51	38.44	38.56	38.36	38.07	37.85	38.19	1.10
6000.00	-2.40	1.70	1.71	1.65	1.59	1.54	1.50	34.37	34.36	34.23	34.40	34.49	34.48	1.12

Electrical Schematic



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com



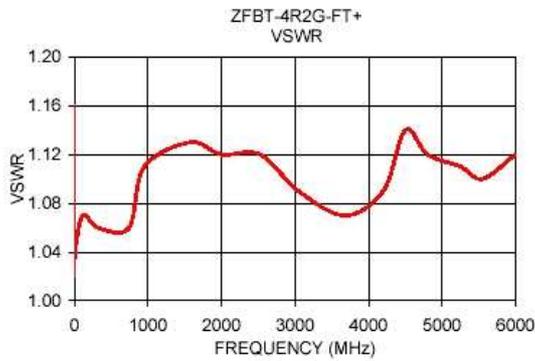
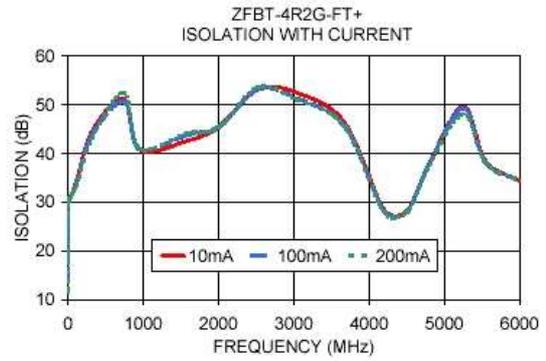
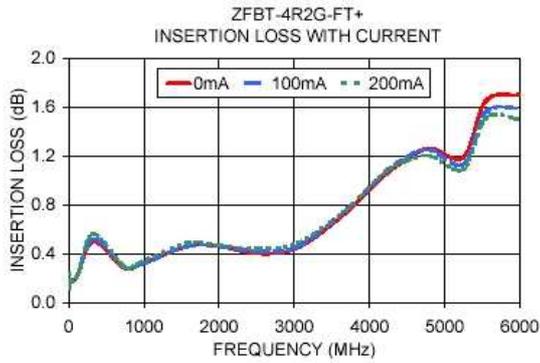
RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. A
M9898
ZFBT-4R2G-FT+
DJ/RS/CP/AM
070606

Page 1 of 2

Performance Charts

ZFBT-4R2G-FT+



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com

RF/MICROWAVE COMPONENTS

GLOSSAIRE

BCR :	Borne de Cramer-Rao
BIE :	Bande Interdite Electromagnétique
CDS :	Contrôle Du Spectre
EWR :	Electronic Warfare and Radio surveillance
FAS :	Filtre Adapté Spatial
GE :	Guerre Electronique
LBR :	Laboratoire Brouillage Réception
MOM :	Method of Moments
MUSIC :	Multiple Signal Classification
OSA :	Onde et Systèmes Associés
ROS :	Rapport d'Onde Stationnaire
RSB :	Rapport Signal sur Bruit

Publications de l'auteur

Publications dans des congrès nationaux

[1] : **A. Bellion**, C. Le Meins, A. Julien Vergonjanne, T. Monédière, A. Ferreol, P. Chevalier, « Application de la borne de Cramer-Rao dans le cas de systèmes antennaires complexes dédiés à la goniométrie », Colloque GRETSI 2007 (Groupement de Recherche en Traitement du Signal et des Images) 11-14 Sept 2007, Troyes, France

Publications dans des congrès internationaux

[2] : **A. Bellion**, C. Le meins, A. Julien-Vergonjanne, T. Monédière, « Generation of calibration tables for direction finding antennas using FEKO », Colloque ACES 2008 (Applied Computational Electromagnetics Society) 30 Mar- 4 Avri 2008, Niagra Falls, Canada

[3] : **A. Bellion**, C. Le meins, A. Julien-Vergonjanne, T. Monédière, « A new compact dually polarized direction finding antenna on the UHF band », Colloque IEEE APS 2008 (Antennas & Propagation Symposium) 5-11 Juil 2008, San Diago, USA

[4] : **A. Bellion**, C. Le meins, A. Julien-Vergonjanne, T. Monédière, « "Calibration of direction finding antennas in complex environment », Colloque URSI 2008 (International Unio of Radio Science) 7-16 Aout 2008, Chicago, USA

Brevets

[5] : **A. Bellion** C. Le Meins, THALES, CNRS, « Réseau d'antennes directives multi polarisations large bande » Brevet n° dépôt France FR 07.09050, le 21-décembre-07

RESUME

L'objectif de ce travail est d'étudier et de réaliser de nouveaux concepts de systèmes antennaires à faible encombrement, permettant de mesurer des signaux de polarisations diverses pour des applications de radiogoniométrie dans les bandes V/UHF.

Une première partie a été consacrée à l'étude théorique des performances de radiogoniométrie de différents systèmes antennaires à partir de la borne de Cramer-Rao « réaliste » des directions d'arrivées de signaux.

Le deuxième point majeur de cette étude concerne les capteurs élémentaires dont le choix a été fortement influencé par l'application finale du système : la radiogoniométrie sur porteur mobile. Ces antennes ont ensuite été associées en réseau de manière à obtenir une couverture radioélectrique omnidirectionnelle.

Une troisième partie a été consacrée à l'installation, à la mise en œuvre et à l'estimation des performances des deux systèmes antennaires dans leur environnement réel, à savoir placés sur le toit d'un véhicule.

MOTS CLES

Goniométrie, antennes large bande, polarisation horizontale, calibration

Study and realization of new radio direction finding antenna systems in vertical and horizontal polarization on the VHF and UHF frequency bands

ABSTRACT

The goal of this work is to study and realize new small antenna systems to measure diversely polarized signals for radio direction finding applications in the V/UHF bands.

The first part was focused on the theoretical study of radio direction finding performances of two different systems using the "realistic" Cramer-Rao lower bound of the signal's directions of arrival.

The second point of the study concern the antenna's choice and design, influence by the final application: radio direction finding on vehicle. Then, these antennas have been associated to realize a array with an omnidirectionnal coverage.

The final part of this work concerns the antenna installation and the radio direction finding performances in real environment: on the roof of a vehicle.