

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

Faculté des Sciences et Techniques de Limoges

Année : 2010

Thèse N° [43-2010]

## Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : «Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes»

Présentée et soutenue par

**Rabia RAMMAL**

le 25 octobre 2010

## **Caractérisation Outdoor de structures rayonnantes via une mesure transitoire impulsionnelle et un algorithme de transformation champs proches – champs lointains**

Thèse dirigée par Mme. Michèle LALANDE, M. Edson MARTINOD et M. Noël FEIX

### Jury :

|                             |   |                   |
|-----------------------------|---|-------------------|
| <b>M. Bernard JECKO</b>     | Professeur, Université de Limoges               | <b>Président</b>  |
| <b>M. Raphaël GILLARD</b>   | Professeur, INSA de Rennes                      | <b>Rapporteur</b> |
| <b>M. Georges KOSSIAVAS</b> | Professeur, Université de Nice-Sophia-Antipolis | <b>Rapporteur</b> |
| <b>Mme Myriam ARIAUDO</b>   | Maître de conférences, ENSEA Cergy-Pontoise     | <b>Examineur</b>  |
| <b>Mme Valérie BERTRAND</b> | Ingénieur, CISTEME                              | <b>Examineur</b>  |
| <b>M. Noël FEIX</b>         | Maître de conférences, Université de Limoges    | <b>Examineur</b>  |
| <b>Mme Michèle LALANDE</b>  | Professeur, Université de Limoges               | <b>Examineur</b>  |
| <b>M. Edson MARTINOD</b>    | Maître de conférences, Université de Limoges    | <b>Examineur</b>  |



*A ma chère famille...*



## Remerciements

*Ce travail de thèse a été effectué au sein de l'institut de recherche XLIM de l'Université de Limoges. J'exprime toute ma gratitude au Professeur Dominique CROS pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire. Je souhaite également adresser mes remerciements au centre de transfert de technologie CISTEME pour avoir financé cette thèse.*

*Je remercie Monsieur le Professeur Bernard JECKO, pour m'avoir permis d'intégrer l'équipe Ondes et Systèmes Associées (OSA) qu'il a dirigée et de participer à ce jury, ainsi que Monsieur le Professeur Thierry MONEDIERE directeur actuel de l'équipe.*

*J'adresse mes remerciements à Madame la Professeure Michèle LALANDE pour avoir supervisé mes travaux en tant que directrice de thèse, Messieurs Edson MARTINOD et Noël FEIX qui en ont assuré l'encadrement. Je leur témoigne toute ma reconnaissance ainsi qu'à Madame Valérie BERTRAND, ingénieur de recherche à CISTEME et membre de ce jury, pour leurs qualités humaines, techniques, et pour l'aide qu'ils ont pu m'apporter durant ces trois années.*

*J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Raphaël GILLARD, Professeur à l'université de Rennes, à Monsieur Georges KOSSIAVAS, Professeur à l'Université de Nice-Sophia-Antipolis, ainsi qu'à Madame Myriam ARIAUDO, Maître de conférences à l'université de Cergy-Pontoise, qui ont accepté de juger ce travail, et me font l'honneur de participer à ce jury.*

*Je remercie Monsieur Thomas COLOMBEAU responsable de structure à CISTEME, Madame Joddie FONTENAY secrétaire de CISTEME pour les tâches administratives pendant ces trois ans de thèse.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Mohamed RAMMAL, Professeur à l'université Libanaise – IUT Saida, pour son soutien permanent, ses conseils, et pour ses qualités scientifiques, pédagogiques et humaines.*

*Je tiens à remercier Stéphane, ancien chef des thésards pour l'aide qui m'a rapporté pendant cette thèse, Adrien ainsi que Régis collègue 'visiteur' de bureau. Je salue mes collègues Hamzeh et Laurent, les chercheurs de C2S2 à Brive ainsi que tous les anciens thésards avec qui j'ai passé des bons moments. Je salue également mes amis limougeauds, Najib et Hélène, mes amis au Liban ainsi que mes collègues du département OSA à Limoges et tous les autres que j'ai pu oublier, et je souhaite bon courage à ceux qui me suivent.*

*Un remerciement particulier pour Hélène, pour l'aide qu'elle m'a procurée dès mon arrivée à Brive et pendant ces années de thèse, pour sa compréhension et pour ses solutions 'magiques'; sans oublier tout le personnel enseignant et technique de l'IUT GEII de Brive que j'ai côtoyé pendant ces trois ans...*

*Enfin, je dédie cette thèse à mes parents, mon frère et mes sœurs, pour leur soutien tout au long de ces années, en leur souhaitant des jours les plus beaux...*

# Table des matières

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCTION GENERALE</b>  | <b>1</b>  |
| <b>CHAPITRE I : MESURE DES CARACTERISTIQUES D'ELEMENTS RAYONNANTS – ETAT DE L'ART</b> | <b>7</b>  |
| <b>I. LES CARACTERISTIQUES DES STRUCTURES RAYONNANTES</b>                             | <b>9</b>  |
| I.1. Caractéristiques électriques   | 9         |
| I.2. Caractéristiques de rayonnement  | 10        |
| I.2.1. Définition des différentes zones de champ                                      | 11        |
| I.2.2. Facteurs d'antennes, fonctions de transferts et gain                           | 13        |
| I.2.3. Diagrammes de rayonnement  | 16        |
| a. Fonction caractéristique de rayonnement  | 16        |
| b. Diagramme de rayonnement   | 17        |
| c. Polarisation   | 18        |
| I.2.4. La dispersion du signal  | 18        |
| I.3. Classification des sources rayonnantes en fonction du type de rayonnement        | 20        |
| I.3.1. Largeur de bande   | 20        |
| I.3.2. Antennes bande étroite   | 21        |
| I.3.3. Antennes large bande   | 21        |
| I.3.4. Antennes Ultra-Large Bande   | 21        |
| I.3.5. Sources rayonnantes  | 22        |
| <b>II. MESURE DU RAYONNEMENT D'ANTENNES</b>   | <b>22</b> |
| II.1. Réciprocité   | 23        |
| II.2. Principales sources d'erreurs – incertitude de mesure                           | 24        |
| II.2.1. Erreurs dues aux réflexions   | 24        |
| II.2.2. Erreurs de positionnement   | 25        |
| II.2.3. Erreurs Diverses  | 25        |
| <b>III. LES BASES USUELLES DE MESURES</b>   | <b>26</b> |
| III.1. Les bases de mesure INDOOR   | 26        |
| III.1.1. Chambre anéchoïque   | 26        |
| III.1.2. Base compacte  | 29        |
| III.2. Les bases de mesures OUTDOOR   | 30        |
| III.2.1. Mesure directe à des hauteurs importantes                                    | 30        |
| III.2.2. Mesure intégrant la réflexion sur un plan de masse                           | 31        |
| III.2.3. Base de mesure harmonique outdoor  | 32        |
| <b>IV. LA METROLOGIE TRANSITOIRE ULTRA-LARGE BANDE</b>                                | <b>33</b> |
| IV.1. Présentation générale   | 33        |
| IV.2. Les signaux ULB utilisés pour l'analyse des structures rayonnantes              | 34        |
| a. Signaux gaussiens  | 34        |
| b. Les signaux monocycles   | 35        |
| IV.3. Eléments essentiels d'un banc de mesure transitoire ULB                         | 36        |

|   |    |
|---|----|
| IV.3.1. Générateurs impulsionnels -----   | 37 |
| IV.3.2. Echantillonneurs : Oscilloscopes numériques -----   | 39 |
| IV.4. Principe d'une mesure ULB de caractérisation d'éléments rayonnants -----                    | 40 |
| IV.4.1. Exemple de mise en place expérimentale -----  | 41 |
| IV.4.2. Intérêts et limitations de la mesure impulsionnelle -----                                 | 43 |
| a. Bande fréquentielle couverte -----   | 43 |
| b. Temps de mesure -----  | 43 |
| c. Adaptation de la méthode à la mesure de sources rayonnantes bande étroite et large bande ----- | 44 |
| d. Perturbation environnementale -----  | 44 |
| e. Dynamique -----  | 44 |
| IV.5. Objectif de l'étude -----   | 45 |

**Bibliographie Chapitre I ----- 46**

**CHAPITRE II : TRANSFORMATION CHAMP PROCHE – CHAMP LOINTAIN ----- 49**

**I. INTERET D'UNE MESURE EN CHAMP PROCHE ----- 51**

**II. PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION CHAMPS PROCHES – CHAMPS LOINTAINS ----- 52**

**III. FORMULATION DE L'EQUATION VECTORIELLE DE HELMHOLTZ ET DEVELOPPEMENT MODAL ----- 55**

|   |    |
|---|----|
| III.1. Les équations de Maxwell -----   | 55 |
| III.1.1. Les relations constitutives -----                                    | 55 |
| III.1.2. Equation d'onde dans un milieu sans sources -----                    | 56 |
| III.1.3. La convention adoptée en régime sinusoïdal permanent : -----         | 56 |
| III.2. Méthode des sources équivalentes -----                                 | 57 |
| III.3. Développement modal -----  | 61 |
| III.4. Formulation théorique en champ proche : coordonnées cylindriques ----- | 64 |

**IV. TRANSFORMATION CP – CL EN COORDONNEES CYLINDRIQUES ----- 68**

|  |    |
|--|----|
| IV.1. Équations de base -----                                  | 68 |
| IV.2. Paramétrages et règles à respecter -----                 | 71 |
| IV.3. Association à la mesure temporelle en champ proche ----- | 72 |
| IV.4. Programmation -----                                      | 72 |

**V. CONCLUSION ----- 73**

**Bibliographie Chapitre II ----- 74**

**CHAPITRE III : APPLICATION DE LA METHODE – VALIDATION PAR SIMULATIONS NUMERIQUES ----- 77**

**I. INTRODUCTION ----- 79**

|  |            |
|--|------------|
| <b>II. APPLICATION DE LA METHODE A LA RECHERCHE DES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE</b>                           |            |
| <b>ULB</b>   | <b>80</b>  |
| II.1. Le choix de l'antenne  | 80         |
| II.2. Utilisation de CST Microwave Studio pour la caractérisation des structures rayonnantes                     | 82         |
| II.2.1. Champs lointains   | 83         |
| II.2.2. Champs proches   | 84         |
| II.3. Utilisation d'un algorithme développé sous MATLAB pour la transformation champs proches – champs lointains | 87         |
| II.4. Résultats et comparaison numérique   | 90         |
| <b>III. APPLICATION DE LA METHODE A LA RECHERCHE DES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE</b>                          |            |
| <b>BANDE ETROITE.</b>  | <b>93</b>  |
| III.1. Choix et présentation de l'antenne à bande étroite  | 93         |
| III.2. Paramétrage et rayonnement théorique en CP et CL  | 95         |
| III.2.1. Champs lointains  | 97         |
| III.2.2. Champs proches  | 97         |
| III.3. Utilisation de l'algorithme développé sous MATLAB et résultats en CP                                      | 99         |
| III.4. Résultats et comparaison numérique en CL  | 100        |
| <b>IV. CONCLUSION</b>  | <b>102</b> |
| <b>Bibliographie Chapitre III</b>  | <b>103</b> |

**CHAPITRE IV : MISE EN PLACE DU BANC EXPERIMENTAL : VALIDATION DE LA TRANSFORMATION CP – CL PAR MESURES** ----- **105**

|  |            |
|--|------------|
| <b>I. PRESENTATION DE LA BASE DE MESURE</b>                            | <b>107</b> |
| I.1. Configurations matérielle et logicielle                           | 108        |
| I.1.1. Instrumentation fixe  | 109        |
| a. Plateau tournant  | 109        |
| b. Mât vertical  | 110        |
| c. Oscilloscope numérique  | 111        |
| d. Générateur impulsionnel   | 111        |
| e. Câbles de connexion   | 112        |
| f. Balun   | 112        |
| I.1.2. Sonde temporelle – capteur                                      | 113        |
| I.2. Pilotage et acquisition des mesures                               | 114        |
| <b>II. MESURE ET VALIDATION</b>  | <b>115</b> |
| II.1. Protocole de prise en compte des capteurs et des câbles          | 115        |
| II.1.1. Passage de la tension mesurée en champ électrique              | 115        |
| II.1.2. Fonction de transfert du capteur                               | 116        |
| II.1.3. Prise en compte de la hauteur du capteur                       | 116        |
| II.1.4. Prise en compte des câbles                                     | 118        |
| II.1.5. Détermination du temps clair : élimination des échos parasites | 118        |

|   |            |
|---|------------|
| II.2. Mesure d'une antenne ULB type ciseaux -----                         | 120        |
| II.2.1. Mesure en distance de champ proche-----                           | 120        |
| II.2.2. Mesure en champ lointain -----                                    | 122        |
| II.2.3. Comparaison champ lointain construit – champ lointain mesuré----- | 124        |
| II.3. Antenne Bande étroite type sectorielle -----                        | 126        |
| II.3.1. Mesure en champ proche -----                                      | 129        |
| II.3.2. Diagramme de rayonnement CL -----                                 | 130        |
| II.3.3. Calcul du gain -----  | 131        |
| <br>  |            |
| <b>III. CONCLUSION -----</b>  | <b>133</b> |
| <br>  |            |
| <b>CONCLUSION GENERALE -----</b>  | <b>135</b> |
| <br>  |            |
| <b>ANNEXES -----</b>  | <b>139</b> |
| <br>  |            |
| <b>LISTE DES PUBLICATIONS -----</b>                                       | <b>161</b> |

# **INTRODUCTION GENERALE**

## *Introduction générale*

## *Introduction générale*

Depuis Hertz<sup>1</sup> et Marconi<sup>2</sup>, les antennes ont été de plus en plus importantes pour notre société, on les trouve en multiple lieux : dans nos maisons, au travail, dans nos voitures, avions, portables, satellites etc.... Les antennes sont devenues nos yeux et nos oreilles électroniques sur le monde, nos liens avec l'espace ; elles constituent une partie essentielle et indispensable de notre civilisation.

Les antennes présentent une grande variété de type, de forme, de dimensions et d'utilisation définis en fonction d'un cahier des charges. Toutes les antennes ont en commun de transformer un signal guidé en un signal rayonnant (ou réciproquement), dans un spectre électromagnétique relativement large allant des ondes radio aux hyperfréquences.

Afin de qualifier ces multitudes d'antennes, des outils de mesures dédiés se sont rapidement développés. Les mesures précises sont indispensables pour établir les performances actuelles des antennes : leurs gain, diagramme de rayonnement, directivité, efficacité, polarisation, bande passante, etc.....

En parallèle, le développement d'outils informatiques de simulations théoriques permet le calcul des caractéristiques d'antennes avec un niveau de précision très élevé. Cependant, pour les antennes complexes ainsi que les antennes placées dans un environnement dont les caractéristiques (dimensions, géométrie, propriétés diélectriques...) ne peuvent pas être simulées aisément, ces outils perdent leur efficacité à cause des simplifications et des approximations nécessaires. Par exemple, une antenne GSM placée sur le toit d'un véhicule constitue une source rayonnante de grandes dimensions, dont le comportement peut être différent de l'antenne GSM seule. En outre, même si les propriétés des antennes idéales peuvent être calculées, les performances réelles doivent être mesurées, puisqu'en raison des tolérances, et dans certains cas d'erreurs de fabrication, leur fonctionnement peut être modifié.

La plupart des méthodes actuelles de mesure des caractéristiques de rayonnement d'antennes sont réalisées dans le domaine fréquentiel à l'intérieur de chambres anéchoïques, de bases compactes et parfois de chambres réverbérantes. La précision et la fiabilité de ces méthodes ont atteint un niveau remarquable. Cependant, plusieurs limitations sont apparues ; la caractérisation de sources

---

1 Heinrich Rudolf Hertz a réalisé en 1886 la première liaison entre un émetteur et un récepteur par faisceau Hertzien.

2 Guglielmo Marconi en reprenant les travaux de Hertz a réalisé le premier télégraphe sans fil en 1895.

## *Introduction générale*

rayonnantes de grandes dimensions, de sources de basses fréquences, de sources large bande ou de source multi-bandes s'accompagnent de difficultés d'installation ou de temps de mesures très longs. En effet, en fonction de la distance de champ lointain d'une antenne, une chambre anéchoïque peut atteindre des dimensions telles que son coût devient prohibitif. Les mesures en basses fréquences augmentent encore les investissements nécessaires en raison de la dimension des absorbants ou de l'utilisation de plaques de ferrites. C'est ainsi que depuis quelques années sont apparues des arches de mesures en champ proche permettant, à l'aide d'algorithmes de transformation champ proche – champ lointain, une caractérisation des aériens.

D'une manière générale, la mesure d'antennes dans le domaine temporel a suscité bien moins d'attention que la mesure fréquentielle. Ainsi, peu de travaux sur cette thématique ont été effectués. La technologie ULB (Ultra-large Bande) impulsionnelle et ses performances prometteuses permettent d'envisager aujourd'hui son application à la mesure d'antennes. D'un point de vue général, l'utilisation du domaine temporel comporte des avantages non négligeables tels que :

- l'élimination des réflexions parasites par fenêtrage temporel (time windowing or gating), donc la possibilité d'effectuer des mesures outdoor.
- l'efficacité de la mesure sur une large bande : une seule acquisition temporelle fournit les caractéristiques de l'antenne sur toute la bande fréquentielle.

Le 'challenge' actuel est d'appliquer les techniques de mesures temporelles à la caractérisation des antennes, et généraliser l'utilisation de ces techniques à la caractérisation d'antennes et de sources rayonnantes à bandes étroites ou larges bandes en atteignant une précision équivalente aux méthodes harmoniques.

De plus, les techniques de transformation champ proche – champ lointain utilisées dans la plupart des logiciels de simulation électromagnétique ainsi que dans les bases fréquentielles de mesures d'antennes peuvent être adaptées aux méthodes transitoires permettant de rendre le volume de mesure compact.

## *Introduction générale*

Ces multiples intérêts sont à la base de la définition de notre objectif qui repose sur l'association d'une transformation de champ proche en champ lointain à une mesure transitoire outdoor en champ proche, pour la caractérisation des antennes à large bande ou à bande étroite.

Depuis quelques années, dans l'équipe OSA de XLIM, de nouvelles méthodes de mesures en transitoire outdoor ont été développées. L'analyse du signal transitoire permet la décorrélation de l'effet de l'environnement : le besoin des chambres anéchoïques est supprimé, et le comportement sur le spectre complet peut être obtenu avec une seule mesure. Ces méthodes trouvent un très grand nombre d'applications, surtout dans le domaine du RADAR. En combinant ces techniques avec un algorithme de transformation champ proche – champ lointain, l'idée est donc de mettre au point un outil très puissant appliqué à la mesure du rayonnement électromagnétique des antennes.

Ce mémoire présente le travail réalisé sur la conception et la réalisation d'une base de mesure reposant sur une technique ULB transitoire outdoor de mesure en champ proche lancé en 2007.

Le premier chapitre présente l'état de l'art ainsi que les généralités sur les méthodes de mesure d'antennes. Y sont notamment exposées les différentes caractéristiques des antennes, et les bases de mesure couramment utilisées pour leur caractérisation en indoor et outdoor. Une présentation générale de la métrologie transitoire et ses éléments constitutifs ainsi qu'un exemple de mise en place expérimentale clarifient l'intérêt de la méthode et introduit la motivation et le besoin d'y associer une transformation champ proche – champ lointain.

Le deuxième chapitre présente le principe des transformations des champs proches en champs lointains, et traite le développement théorique d'une transformation utilisant le développement modal en mode cylindrique adapté à une installation expérimentale proposée.

Le troisième chapitre est consacré à la validation du principe de la méthode par simulations numériques. Le logiciel CST Microwave Studio est utilisé pour modéliser les antennes et effectuer les calculs des champs nécessaires, il est suivi d'un traitement des données à l'aide du logiciel MATLAB pour la construction des champs lointains. Cette étude aboutit à une validation théorique permettant de garantir une détermination des champs lointains, et ensuite définit la configuration expérimentale à respecter.

## *Introduction générale*

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale de la méthode, à une présentation de l'instrumentation utilisée et des protocoles appliqués. La démarche est détaillée jusqu'à la construction des champs lointains et leur comparaison avec ceux obtenus via d'autres méthodes de mesures aboutissant à la validation du prototype de la base de mesure proposée.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés, sur les perspectives de développement de la base de mesure utilisée pour la caractérisation outdoor de structures rayonnantes via une mesure transitoire impulsionnelle et un algorithme de transformation champs proches – champs lointains.

**CHAPITRE I :**  
**MESURE DES CARACTERISTIQUES**  
**D'ELEMENTS RAYONNANTS – ETAT**  
**DE L'ART**



# I. Les caractéristiques des structures rayonnantes

Les caractéristiques les plus communes traduisant le comportement des sources rayonnantes sont présentées en premier lieu, puis une classification suivant types de rayonnement est fournie dans la suite.

## I.1. Caractéristiques électriques

Les caractéristiques électriques de l'antenne sont liées au couple formé par l'antenne et le générateur. Il est possible de schématiser ce couple sous la forme d'un circuit électrique (Figure I-1). Deux paramètres principaux seront explicités, l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion.

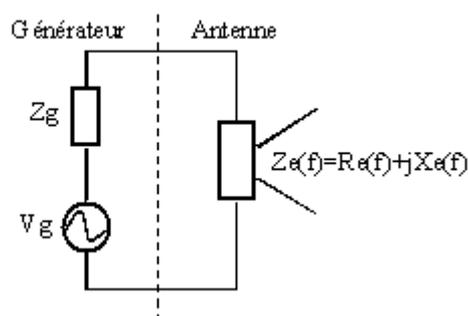


Figure I-1: Schéma équivalent circuit du couple antenne – générateur

L'impédance interne du générateur est généralement égale à 50 Ohms. La partie résistive  $R_e$  de l'antenne caractérise la puissance dissipée par rayonnement ainsi que diverses autres pertes (pertes ohmiques, pertes diélectriques...). La partie imaginaire  $X_e$  représente les pertes de puissance réactive dont la valeur est intrinsèquement liée à la géométrie de l'antenne.

Le premier critère pour déterminer la bande passante d'une antenne s'appuie sur la valeur du coefficient de réflexion. Il caractérise la discontinuité d'impédance entre le générateur et l'antenne.

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_g}{Z_e(f) + Z_g} \quad \text{Équation I- 1}$$

L'adaptation d'impédance est réalisée lorsque  $S_{11}(f)=0$ , soit quand l'impédance d'entrée de l'antenne vaut  $Z_e(f)=Z_g$ . La majorité des générateurs étant d'impédance 50 Ohms, l'adaptation est réalisée lorsque  $Z_e(f)=50 \Omega$ . Concrètement, une mauvaise adaptation induit la présence d'une onde réfléchie au niveau de l'antenne qui se propage vers le générateur (Figure I- 2).

Le coefficient de réflexion peut être mesuré via une instrumentation temporelle ou une instrumentation fréquentielle.

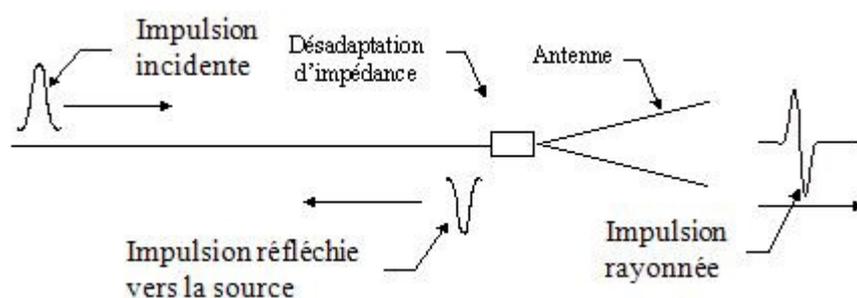


Figure I- 2 : Illustration du phénomène de désadaptation dans le cas d'une excitation impulsionnelle de l'antenne

Dans le premier cas, les signaux incidents et réfléchis sont mesurés par un oscilloscope numérique associé à une sonde haute tension ULB. De ces signaux impulsionnels est déduit le coefficient  $S_{11}$ . Dans le second cas, le paramètre de réflexion  $S_{11}$  est mesuré sur un analyseur vectoriel, la mesure doit en toute rigueur être menée en chambre anéchoïque. L'antenne est considérée comme adaptée lorsque le module du coefficient  $S_{11}$  est inférieur à -10dB.

## I.2. Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement sont d'une façon générale données dans une zone dite de champ lointain.

### I.2.1. Définition des différentes zones de champ

Le principe de fonctionnement des antennes repose sur le phénomène de diffraction. La mesure des champs rayonnés par l'antenne présente des propriétés dépendant largement de la distance entre les points de mesure et l'antenne sous test (AST). Une antenne, utilisée en émission, ne crée une onde plane qu'à partir d'une certaine distance. Nous distinguons quatre zones de rayonnement pour le champ diffracté (Figure I- 3) [[I- 1] :

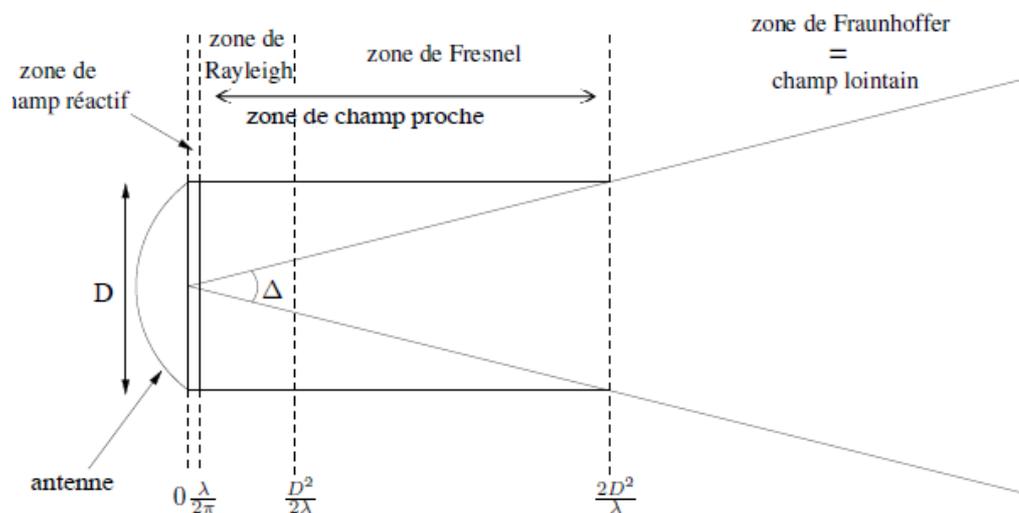


Figure I- 3 : Différentes zones de rayonnement

- Zone de champ proche réactif : C'est la zone la plus proche des éléments composant l'antenne. Elle est très mince et se situe à une distance de  $\lambda/2\pi$  de l'antenne (environ 5 cm pour 1GHz). Dans cette zone, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables devant les phénomènes radiatifs.
- Zone de Rayleigh : se situe à une distance de l'antenne comprise entre  $\lambda/2\pi$  et  $D^2/2\lambda$  ( $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  dans certains ouvrages), avec  $D$  la plus grande dimension de l'élément rayonnant et  $\lambda$  la longueur d'onde considérée. Dans cette zone la puissance par unité de surface décroît peu en fonction de la distance et l'énergie électromagnétique est confinée dans un cylindre autour de l'ouverture rayonnante. Il y a peu de divergence de l'onde.

- Zone de Fresnel : Cette zone se situe au-delà de la zone de Rayleigh, à une distance au moins égale à  $2D^2/\lambda$ . Dans cette zone on observe des variations importantes des champs, et même des ondulations si l'antenne est de grande dimension. Les différentes parties de l'antenne supposées rayonner en phase à l'infini, ne rayonnent pas encore en phase. Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone du champ proche de l'antenne.
- Zone de champ lointain : appelée zone de Fraunhofer. Cette zone apparaît à une distance supérieure à  $2D^2/\lambda$ . Dans cette zone, qui s'étend jusqu'à l'infini, on peut considérer que l'on a une onde plane, les champs décroissent en  $1/R$ , et on peut mesurer le gain de l'antenne. Cette distance peut être très grande pour les antennes de grande dimension.

La forme du diagramme du champ mesuré varie en amplitude et en phase suivant la zone dans laquelle il est considéré. Dans la zone réactive, le diagramme est étendu et presque uniforme avec des variations minimales. Dans la zone de Fresnel, le diagramme commence à former des lobes. Dans la zone de Fraunhofer, il présente un ou plusieurs lobes principaux, et des lobes secondaires. C'est seulement dans cette zone que le diagramme de rayonnement est significatif.

Pour chaque configuration de mesure, une zone appelée tranquille (ou calme) est définie. Cette zone tranquille se situe normalement dans la zone de Fresnel, à une distance  $D^2/\lambda$  de l'antenne [[I- 2].

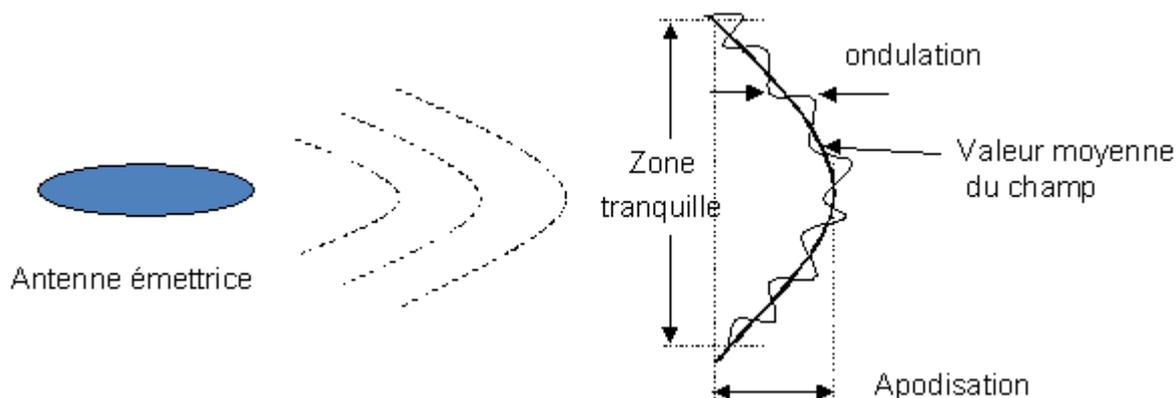


Figure I- 4 : Définition de la zone tranquille

Dans cette zone, les mesures peuvent être effectuées, en prenant les précautions nécessaires, avec un minimum d'erreurs dues aux réflexions parasites. Le champ a localement la structure d'une onde plane, et les perturbations ont une influence limitée. Chaque onde présente une variation autour d'une valeur moyenne. La définition de la zone tranquille dépend de l'apodisation (la variation de la valeur moyenne) et des ondulations (Figure I- 4). Les valeurs couramment utilisées pour l'ondulation sont de  $\pm 0.5$  dB pour l'amplitude, et  $\pm 5^\circ$  pour la phase. A l'intérieur de cette zone, le champ est considéré comme étant quasi-uniforme.

## I.2.2. Facteurs d'antennes, fonctions de transferts et gain

Dans une liaison où interviennent deux antennes (Figure I- 5), il est nécessaire de traduire le transfert de puissance du générateur à l'antenne d'émission et de l'antenne de réception au détecteur par des grandeurs appropriées. Le gain de l'antenne, la fonction de transfert et le facteur d'antenne sont les caractéristiques définies pour traduire ces transferts de puissance. Elles sont liées comme le montre la suite du paragraphe.

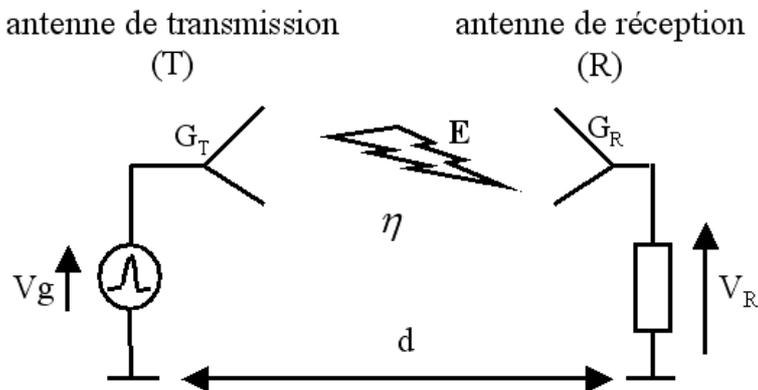
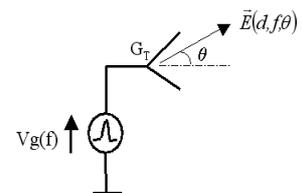


Figure I- 5 : Chaîne d'émission - réception

On définit un facteur d'antenne en émission [I- 3, I- 4]:

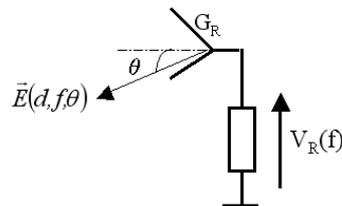
$$FA_T(f, \theta) = \frac{E(d, f, \theta)}{Vg(f)} \times d \times e^{j \frac{2\pi d}{\lambda}} \quad (\text{sans unité}) \quad \text{Équation I- 2}$$



Où  $E(d,f,\theta)$  est l'amplitude spectrale du champ rayonné à une distance  $d$ , pour une direction  $\theta$ , et  $V_g(f)$  est la tension appliquée à l'antenne d'émission

De même, on définit un facteur d'antenne en réception :

$$FA_R(f, \theta) = \frac{V_R(f)}{E(d, f, \theta)} \text{ (en mètres)} \quad \text{Équation I- 3}$$



Où  $V_R(f)$  est la tension au pied de l'antenne de réception

En combinant l'Équation I-2 et l'Équation I-3, il est possible de déterminer une équation reliant la tension reçue à la tension appliquée :

$$V_R(f) = V_g(f) \times FA_T(f, \theta) \times FA_R(f, \theta) \times \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d}}{d} \quad \text{Équation I- 4}$$

Les facteurs  $FA_R$  et  $FA_T$  sont reliés entre eux par la relation décrite par [I- 3, I- 4]:

$$FA_R = -\frac{Z_C}{\eta} \times j \times \lambda \times FA_T \quad \text{Équation I- 5}$$

Où  $Z_C$  est l'impédance caractéristique des câbles intervenant dans la chaîne de mesure et l'impédance interne du générateur, supposée égale à  $50\Omega$ .

$\eta$  est l'impédance du vide égale à  $120\pi$ .

Les facteurs d'antennes peuvent être définis à partir des fonctions de transferts  $H_T$  et  $H_R$  généralement rencontrées dans la littérature et qui traduisent des transferts de puissances :

$$H_T = \sqrt{\frac{4\pi Z_C}{\eta}} FA_T \quad \text{Équation I- 6}$$

$$H_R = \sqrt{\frac{\eta}{4\pi Z_C}} FA_R \quad \text{Équation I- 7}$$

Les gains réalisés des antennes d'émission et de réception sont liés aux grandeurs définies ci-dessus par les expressions suivantes :

$$\text{En émission : } G_T = |H_T|^2 = \frac{4\pi Z_C}{\eta} |FA_T|^2 \quad \text{Équation I- 8}$$

$$\text{En réception : } G_R = |H_R|^2 = \frac{\eta}{4\pi Z_C} |FA_R|^2 = \frac{Z_C}{4\pi\eta} \lambda^2 |FA_T|^2 \quad \text{Équation I- 9}$$

Des relations présentées dans le domaine fréquentiel peuvent être déduites les relations dans le domaine temporel après une opération de transformée de Fourier inverse. Les grandeurs :  $e(d,t,\theta)$ ,  $h_T(t,\theta)$ ,  $h_R(t,\theta)$ ,  $v_g(t)$  et  $v_R(t)$  sont les évolutions temporelles associées respectivement aux évolutions fréquentielles :  $E(d,f,\theta)$ ,  $H_T(f, \theta)$ ,  $H_R(f, \theta)$ ,  $V_g(f)$  et  $V_R(f)$ . Il s'en suit que :

Le champ rayonné par l'antenne d'émission s'écrit :

$$e(d,t,\theta) = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{\eta}{4\pi Z_C}} [h_T(t,\theta) \otimes v_g(t)] \quad \text{Équation I- 10}$$

où  $\otimes$  représente le produit de convolution

Le coefficient  $e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}}$  de l'Equation I-2 se traduit par un retard temporel non pris en compte ici pour simplifier les expressions.

La tension reçue par l'antenne de réception s'écrit :

$$v_R(t) = \sqrt{\frac{4\pi Z_C}{\eta}} [h_R(t,\theta) \otimes e(t,\theta)] \quad \text{Équation I- 11}$$

La relation temporelle entre  $h_T$  et  $h_R$  est explicitée par la relation suivante :

$$h_T = \frac{2}{c} \frac{\partial h_R}{\partial t} \quad \text{Équation I- 12}$$

Cette relation pourra être introduite dans les relations précédentes si les antennes d'émission et de réception sont identiques.

### I.2.3. Diagrammes de rayonnement

#### a. Fonction caractéristique de rayonnement

L'antenne se situe en O (Figure I- 6), le rayonnement est observé au point M situé en champ lointain de l'antenne. Dans ces conditions, le champ électromagnétique est assimilable à une onde plane.

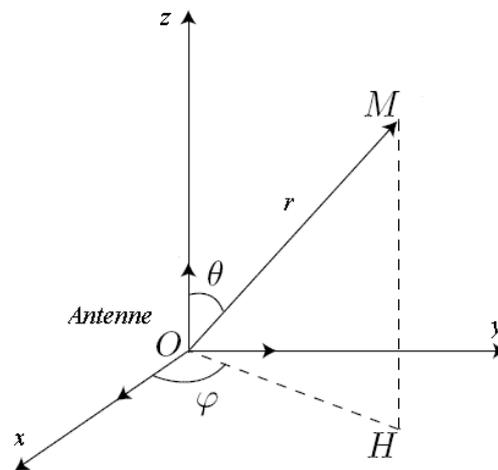


Figure I- 6 : Système de coordonnées sphériques

Le champ électrique n'ayant pas une composante selon le vecteur radial s'exprime par [I- 2] :

$$\vec{E} = E_{\theta} \vec{u}_{\theta} + E_{\phi} \vec{u}_{\phi} \quad \text{Équation I- 13}$$

et le champ magnétique s'en déduit par :  $\vec{H} = \frac{1}{\eta} (\vec{u} \wedge \vec{E})$  Équation I- 14

avec l'impédance du vide  $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377\Omega$  Équation I- 15

on définit la densité surfacique de puissance du champ électromagnétique par :

$$S_r = \frac{1}{2\eta} (|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2) \quad \text{Équation I- 16}$$

D'autre part, le champ électromagnétique issu de l'antenne contient un terme variant avec la distance, provenant du fait que le rayonnement en M est la somme d'ondes sphériques émises par l'antenne. Les composantes du champ électriques se mettent donc sous la forme :

$$E_{\theta}(r, \phi, \theta) = \frac{e^{-jkr}}{r} f_1(\phi, \theta) \quad \text{Équation I- 17}$$

$$E_{\phi}(r, \phi, \theta) = \frac{e^{-jkr}}{r} f_2(\phi, \theta) \quad \text{Équation I- 18}$$

et la densité surfacique s'exprime par :

$$S_r = \frac{1}{2\eta} \frac{1}{r^2} \left( |f_1(\phi, \theta)|^2 + |f_2(\phi, \theta)|^2 \right) \quad \text{Équation I- 19}$$

Cette expression représente un découplage entre la variation angulaire spécifique d'un type d'antenne, et une variation radiale (représentée par une variation en inverse du carré de la distance) identique pour toute antenne et donne l'atténuation liée à l'expansion d'une onde sphérique.

La fonction caractéristique de rayonnement ne fait intervenir que les variables angulaires. Elle est donnée par :

$$F(\phi, \theta) = \frac{1}{2\eta} \left( |f_1(\phi, \theta)|^2 + |f_2(\phi, \theta)|^2 \right) \quad \text{Équation I- 20}$$

La fonction caractéristique normalisée est définie par :

$$F_n(\phi, \theta) = \frac{F(\phi, \theta)}{F_{\max}(\phi, \theta)} \quad \text{Équation I- 21}$$

et peut être exprimée soit de façon linéaire (sans unité), soit de façon logarithmique (en dB).

## b. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la représentation graphique de sa fonction caractéristique. La direction du maximum est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne.

Classiquement, la représentation du diagramme de rayonnement se fait dans deux plans perpendiculaires : le plan E contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique, et le plan H contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique. En général, l'AST (antenne sous test) est mise en rotation dans le plan désigné afin de varier ces angles.

Certaines représentations en trois dimensions ont l'avantage de montrer toutes les directions de rayonnement dans l'espace, mais permettent difficilement une appréciation quantitative. Le diagramme de rayonnement est présenté généralement en coordonnées logarithmiques.

### **c. Polarisation**

La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit de façon privilégiée, par exemple au travers de son lobe principal. Si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne se trouve toujours dans le même plan, du moins tant que l'onde ne subit pas une réflexion sur le sol ou un obstacle, la polarisation est dite *linéaire ou rectiligne*, comme les polarisations *H* et *V*, horizontale si le champ électrique est parallèle au sol, et verticale si le champ électrique est perpendiculaire au sol. Sinon, la polarisation de l'onde est *elliptique* avec le cas particulier de la polarisation *circulaire*. Comme c'est le champ électrique qui détermine la polarisation de l'onde, il est généralement possible de déterminer la polarisation d'une antenne en observant la façon dont le champ électrique est produit.

La polarisation d'une onde est fondamentale pour l'étude des antennes. En effet, selon la construction de l'antenne, elle ne recevra qu'une seule polarisation.

De plus, si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale.

## **I.2.4. La dispersion du signal**

Pour une antenne large ou ultra large bande dédiée au rayonnement impulsionnel, il est souhaitable que la durée du champ rayonné soit la plus proche possible de la durée de la tension alimentant l'antenne. Les causes de la dispersion du signal transitoire rayonné par une

antenne sont multiples : mauvaise adaptation sur la bande considérée, variations d'amplitude de la fonction de transfert ou variation non linéaire de la phase. Pour quantifier les distorsions, on peut s'intéresser aux variations du temps de groupe (Équation I-22) défini à partir de la phase de la fonction de transfert harmonique [I- 5]. La définition de ce temps de groupe est :

$$\tau_g = \frac{\partial \varphi}{2\pi \partial f} \quad \text{Équation I- 22}$$

De ce temps de groupe, il est possible d'extraire le temps de groupe différentiel  $\Delta\tau_g$  (écart entre les valeurs minimale et maximale). Plus cet écart est réduit et moins l'antenne disperse le signal.

La dispersion apportée par une antenne peut également être analysée dans le domaine temporel. Deux méthodes sont possibles :

- la première méthode consiste à mesurer la largeur de l'enveloppe du signal transmis et à la comparer à celle du signal d'excitation.
- La deuxième méthode, plus rigoureuse, est basée sur le calcul de l'étalement temporel RMS [8] ; cette méthode est couramment utilisée pour caractériser la dispersion temporelle dans un canal de propagation :

$$\tau_{ds}^2 = \frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 p(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} p(\tau) d\tau} \quad \text{Équation I- 23}$$

$$\text{avec } \bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} p(\tau) d\tau} \quad \text{et} \quad p(\tau) = |h(\tau)|^2$$

$h(t)$  représente la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert de l'antenne, il est possible d'utiliser la fonction de transfert en transmission comme en réception.

## **I.3. Classification des sources rayonnantes en fonction du type de rayonnement**

Les antennes peuvent être classées de différentes manières, selon leurs types (résonnantes ou à ondes progressives), leurs géométries, leurs caractéristiques de rayonnement ou bien leurs utilisations. Dans ce qui suit, les antennes sont classées selon leur largeur de bande. On distinguera donc les antennes bande étroite, large bande, ultra-large bande ainsi que les antennes multi-bandes. Il faut noter qu'une antenne placée dans son environnement de rayonnement peut avoir un comportement différent du comportement théorique de l'antenne seule.

### **I.3.1. Largeur de bande**

La largeur de bande (ou la bande passante) d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. La plupart du temps, on s'intéresse aux puissances transmise et reçue par l'antenne [I- 2].

La largeur de bande d'une antenne peut être obtenue à partir du paramètre  $S_{11}$  de réflexion en fonction de la fréquence. Sur une courbe donnée, on admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB, la puissance de rayonnement est suffisante, et les fréquences correspondantes à ces valeurs définissent la bande passante.

Le fonctionnement de chaque antenne est défini dans un domaine de fréquence, situé entre deux limites minimale et maximale  $f_1$  et  $f_2$  respectivement. Par convention, la bande de fréquence de cette antenne est définie par la différence entre ces deux fréquences :  $\Delta f = f_2 - f_1$ .

De cette convention sont définis les paramètres suivants :

- La largeur relative de bande  $B_r$  qui est un pourcentage exprimant le rapport de la bande à la fréquence centrale  $f_0$  :  $B_r = (f_2 - f_1) / f_0$
- La largeur de bande est aussi définie par le rapport entre les deux fréquences extrêmes :  $B_f = f_2 / f_1$ .

La première définition est plus utilisée dans le cas des antennes de faible largeur de bande, alors que la seconde est plutôt utilisée pour les antennes large bande.

Une définition plus générale de la largeur de bande est proposée par certains auteurs [I- 6]. Soit  $f_B$  la limite basse de la bande du signal,  $f_H$  la fréquence la plus élevée. La largeur de bande est alors définie par :

$$L_B = 2 \cdot \frac{f_H - f_B}{f_H + f_B} \cdot 100 \quad \text{Équation I- 24}$$

### **I.3.2. Antennes bande étroite**

Les antennes bande étroite sont caractérisées par leur largeur de bande relative  $B_r$  [I- 2] qui est de l'ordre de quelques pour cent à une dizaine de pour cent. Le mode de rayonnement de ce type d'antennes repose, en général, sur des phénomènes de résonance.

### **I.3.3. Antennes large bande**

Une antenne est considérée large bande si la fréquence supérieure  $f_2$  est au moins égale à deux fois la fréquence inférieure  $f_1$ . Sa largeur de bande  $B_f$  est donc supérieure à 2 [I- 2].

Les antennes à large bande peuvent être obtenues soit à partir d'antennes résonnantes en diminuant la qualité de résonance ou en couplant plusieurs résonances, soit à partir d'antennes à ondes progressives.

### **I.3.4. Antennes Ultra-Large Bande**

Une antenne Ultra-large bande est une antenne qui transmet et reçoit des ondes dont la largeur de bande relative  $B_r$  est supérieure ou égale à 25%.

Les technologies ULB (UWB en anglais) ont très fortement évolué durant les dernières années, notamment lorsqu'en 2002, la FCC (Federal Communications Commission) a mis en

place une régulation permettant l'utilisation de ces technologies pour les applications de communication grand public. En mars 2006, ECC (Electronic Communications Committee) a publié ses décisions finales sur les conditions d'utilisations de la technologie ULB, de largeur de bande supérieure à 500 MHz.

Lors de la conception de ces antennes, il est souvent nécessaire de trouver un compromis largeur de bande / rendement / intégration / coût.

### **I.3.5. Sources rayonnantes**

Une source rayonnante peut être une antenne, un réseau antennaire, un système électronique, ou une antenne placée dans son environnement de travail. Par exemple, une antenne placée sur le toit d'un véhicule ou seule rayonne différemment. Dans le premier cas, la source rayonnante sera constituée de l'antenne et du véhicule.

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la mesure des caractéristiques de rayonnement d'une source rayonnante de type quelconque via une métrologie impulsionnelle.

## **II. Mesure du rayonnement d'antennes**

Pour établir la performance réelle des antennes, une mesure précise est nécessaire. En effet, le gain, la polarisation, le diagramme de rayonnement, la bande passante, la directivité et d'autres caractéristiques qui définissent les domaines d'utilisation de chaque antenne doivent être obtenus avec la plus grande précision possible.

Le développement de moyens numériques est un atout pour le concepteur d'antennes. Des méthodes de calcul basées sur la résolution numérique des équations de Maxwell, sur des techniques différentielles, ou sur des méthodes asymptotiques haute fréquence ont été l'essence du développement des outils de modélisation et de simulation numérique du rayonnement des antennes. Les méthodes les plus connues dans ce domaine sont : la MOM (Method Of Moments), la FEM (Finite Element Method), la FDTD (la méthode des différences finies dans le domaine temporel), la FIT (Finite Integration Technique), la TLM

(Transmission Line Matrix), la BEM (Boundary Element Method), la UGTD (Uniform Geometrical Theory of Diffraction).

Malgré leur développement, récemment très important, ces outils fournissent des caractéristiques souvent idéalisées des sources de rayonnement modélisées. Leurs performances réelles doivent donc être mesurées, et confrontées aux résultats obtenus par simulation.

De plus, dans la majorité des cas, le comportement de l'antenne est étudié de manière théorique, indépendamment de son environnement réel de fonctionnement. Il est donc intéressant de caractériser expérimentalement les antennes soit seules, afin de vérifier leur fonctionnement, soit dans leur contexte d'utilisation afin de déterminer leur comportement en situation réelle.

Pour connaître les propriétés de rayonnement des antennes comme le diagramme et le gain, la méthode expérimentale usuelle consiste à positionner une antenne étalonnée face à l'AST, et à effectuer des mesures de transmission entre ces deux antennes. Afin d'obtenir des caractéristiques précises, il est souvent préférable d'avoir un seul trajet (le trajet direct) entre cette antenne et l'AST. La précision est obtenue en assurant la distinction des signaux utiles, sans réflexion parasites, soit en absorbant les signaux issus de réflexions parasites comme dans une chambre anéchoïque, soit en se plaçant dans des conditions permettant des mesures « outdoor ».

## II.1. Réciprocité

Une AST se comporte de la même manière en émission ou en réception. En effet, le théorème de réciprocité donné par Rayleigh – Helmholtz et généralisé par Carson peut être cité comme suit [I- 7] :

***Si un champ électromagnétique est appliqué aux bornes d'une antenne A et le courant est mesuré aux bornes d'une autre antenne B, alors, un courant égal (en amplitude et phase) est obtenu aux bornes de l'antenne A si on applique le même champ électromagnétique aux bornes de l'antenne B.***

Par conséquent, les diagrammes de rayonnement d'une antenne ainsi que sa puissance rayonnée sont les mêmes en émission ou en réception.

## II.2. Principales sources d'erreurs – incertitude de mesure

La performance réelle d'une antenne ne peut être évaluée que par mesure. Les résultats expérimentaux permettent de tenir compte des caractéristiques géométriques et électromagnétiques réelles des systèmes mesurés, mais sont sensibles aux erreurs multiples qui existent quelle que soit la chaîne d'acquisition.

### II.2.1. Erreurs dues aux réflexions

Les réflexions de l'environnement se traduisent en une variation de champ mesuré, en amplitude et en phase [I- 7].

Même les petites réflexions peuvent causer des erreurs de mesure importantes, puisque les champs électromagnétiques sont additionnés, contrairement aux puissances. En effet, une onde réfléchi à 20 dB au-dessous du niveau de l'onde transmise (1% en densité de puissance de l'onde transmise directe) ce qui correspond à un champ réfléchi à 10% du champ transmis direct, cause une erreur de -0,92 à 0,83 dB (-21 ou 19 %) en puissance.

En effet,  $10 \log \frac{P_{\text{réfléchi}}}{P_{\text{transmise}}} = 10 \log \frac{E_{\text{réfléchi}}^2}{E_{\text{transmis}}^2} = -20 \text{dB}$ , et donc le champ réfléchi

$E_{\text{réfléchi}} = E_{\text{transmis}} \times 0,1$  s'ajoute pour une réflexion constructive, ou se retranche pour une réflexion destructive, de la valeur du champ transmis. Cela conduit à un champ total E mesuré de  $1,1 \times E_{\text{transmis}}$  ou de  $0,9 \times E_{\text{transmis}}$ . L'erreur en puissance se calcule par

$10 \log \frac{P}{P_{\text{transmise}}} = 10 \log \frac{E^2}{E_{\text{transmis}}^2} = 10 \log(1,1^2)$  ou  $10 \log(0,9^2)$  et donc soit 0,83 dB, soit -0,93

dB.

## II.2.2. Erreurs de positionnement

L'alignement et l'orientation des antennes, le positionnement des capteurs sont très délicats, ils peuvent être à l'origine d'une erreur de symétrie ou d'amplitude du champ mesuré. De plus, le centre de phase de l'AST doit être confondu avec le centre de rotation du système de mesure. La nécessité d'un parfait alignement entre émetteur et récepteur, notamment en effectuant des relevés des composantes croisées du champ, pour des antennes à polarisation rectiligne, impose une contrainte forte sur les positions relatives de deux éléments [I- 8].

## II.2.3. Erreurs Diverses

- La qualité et le blindage des câbles de liaison sont importants dans la mesure, où la présence d'un courant à la périphérie d'un conducteur provoquera un rayonnement parasite.
- L'atténuation atmosphérique peut causer, en fonction de la fréquence, des erreurs de mesures à grande distance. En effet, les variations de l'indice de réfraction modifient l'amplitude du signal propagé et créent des trajets multiples.
- Une mauvaise adaptation d'impédance entre les instruments de mesure et les antennes peut se traduire par des erreurs de mesure du gain.
- Les imperfections de l'émetteur, du récepteur, et du système de positionnement sont appelées erreurs d'instrumentation. Elles sont considérées négligeables dans la plupart des mesures.
- Il existe également d'autres sources d'erreurs comme l'erreur de phase, l'erreur de couplage dans la zone du champ proche réactif, l'erreur due à la température d'antennes [I- 8].

Une bonne mesure signifie une limitation maximale de toute source d'erreur. Une base de mesure optimale n'existe pas même si les méthodes de mesure ont bénéficié d'une évolution remarquable ces dernières décennies. Le type d'antenne, ses dimensions, et les fréquences de mesure guident le choix de la méthode de mesure.

## **III. Les Bases usuelles de mesures**

Le développement des techniques de mesure d'antennes est dû à l'évolution de l'instrumentation, des techniques de traitements numériques et de la maîtrise du comportement des structures rayonnantes.

Les bases actuelles de mesure se répartissent en deux familles : outdoor et indoor.

### **III.1. Les bases de mesure INDOOR**

#### **III.1.1. Chambre anéchoïque**

Une chambre anéchoïque est une enceinte protégée des rayonnements électromagnétiques extérieurs, et réciproquement, elle permet de confiner des champs électromagnétiques internes de très forte puissance sans perturber l'environnement extérieur. Il s'agit d'un espace fermé entièrement tapissé d'absorbants, sous lesquels est disposée une paroi métallique d'aluminium, pour s'approcher des caractéristiques d'une cage de Faraday [I- 2].

Pour limiter les réflexions parasites dues à la source, des mousses absorbantes en polyuréthane chargées de particules complexes à base de carbone couvrent les parois. Ces mousses caractérisées par leur réflectivité, ont pour but d'absorber les ondes incidentes sur les parois (Figure I- 7).

Elles peuvent prendre des formes variées, cependant la forme pyramidale est souvent utilisée. Les performances de ces absorbants sont d'autant meilleures que la fréquence est élevée. La hauteur des pyramides est proportionnelle à la longueur d'onde de travail, par conséquent, inversement proportionnelle à la fréquence. Un absorbant de forme pyramidale présente une atténuation de 40 dB pour une incidence normale ; cependant, une atténuation de 5 dB seulement pour un angle de 35° est courant pour ce type d'absorbant.

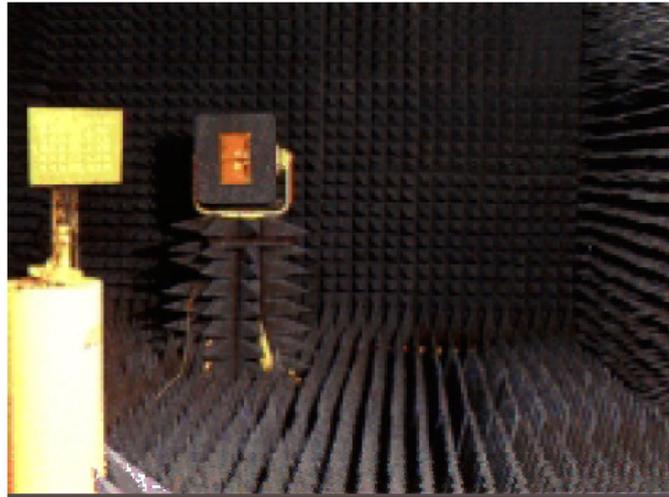


Figure I- 7 : Chambre anéchoïque (XLIM) à matières absorbantes pyramidales

Dans une chambre anéchoïque, la mesure s'effectue sans perturbation avec un minimum de réflexions, dans une zone appelée tranquille ou calme, qui est déterminée en tenant compte du comportement des signaux entre l'AST et les absorbants.

Une chambre semi – anéchoïque (Figure I- 8) est une pièce couverte d'absorbants sur toutes les surfaces à l'exception du sol. Le sol peut être, dans certaines chambres, recouvert d'un plan métallique. Les interférences électromagnétiques ambiantes sont minimisées. Certaines mesures normatives d'émission de rayonnement doivent être réalisées dans ces conditions.



Figure I- 8 : Chambre semi – anéchoïque de grandes dimensions

Il existe d'autres types de chambres anéchoïques qui permettent les mesures en champ proche ; le passage en champ lointain est effectué via une transformation champ proche – champ lointain. Ces chambres peuvent être de petites dimensions pour la caractérisation des antennes à dimensions limitées, ou de grandes dimensions pour des grandes sources rayonnantes (Figure I- 9, Figure I- 10).

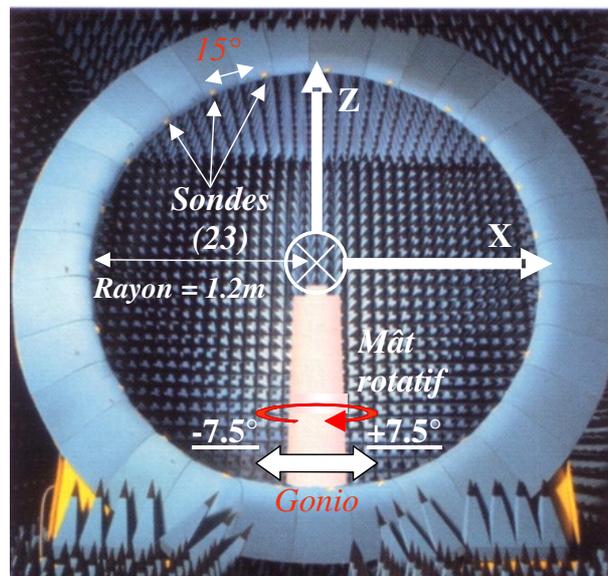


Figure I- 9 : Chambre anéchoïque (SATIMO) de petites dimensions à arche sphérique



Figure I- 10 : Chambre anéchoïque de grandes dimensions à arche sphérique

### III.1.2. Base compacte

L'obtention d'un champ ayant les caractéristiques d'une onde plane dans la zone tranquille, est réalisée en éloignant suffisamment les deux antennes qui se font face. Selon la fréquence utilisée et l'ouverture de l'antenne, cette distance peut devenir contraignante.

Les chambres anéchoïques compactes (Figure I- 11) utilisent des réflecteurs pour générer un champ électromagnétique planaire de bonne qualité, dont la répartition transverse est constante en amplitude et en phase. Ceci est réalisé dans un volume relativement grand, de façon à optimiser l'espace de mesure pour l'antenne même lorsque celle-ci est en mouvement. Les réflecteurs les plus souvent utilisés sont des paraboles. Les lentilles diélectriques constituent une alternative intéressante.

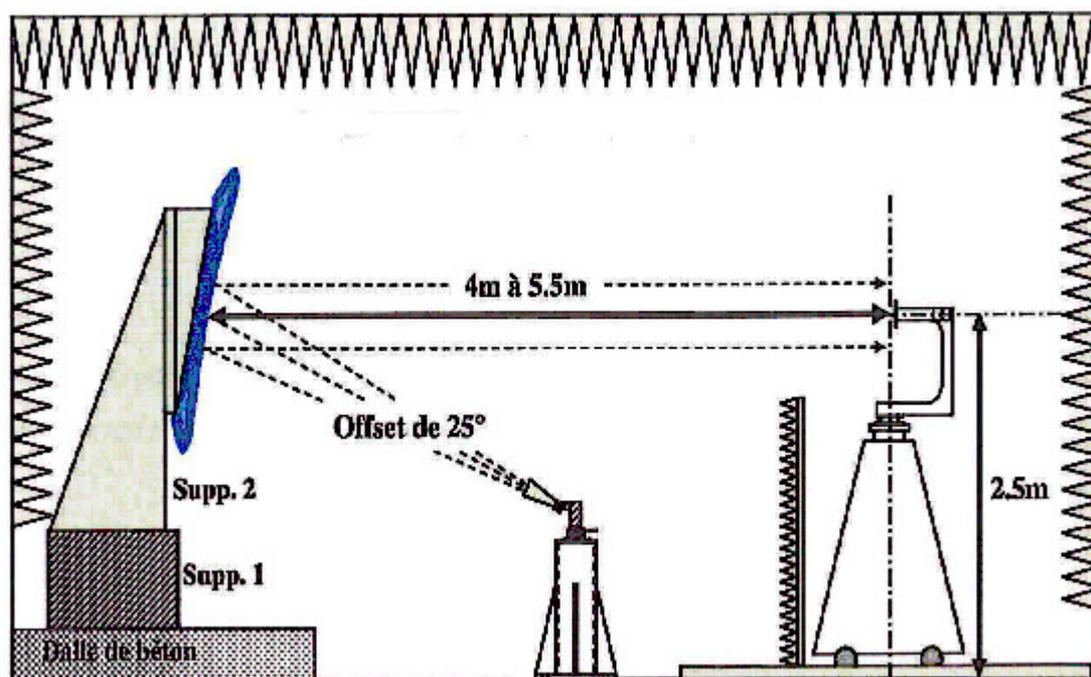


Figure I- 11 : Base compact de CISTEME (8 à 50 GHz)

L'onde issue de la source se propage par ondes sphériques, transformées par le réflecteur en ondes localement planes. L'espace qui constitue la zone calme est d'autant plus grand que les dimensions du réflecteur sont importantes.

La mesure d'antenne se fait généralement dans l'une des chambres présentées. La haute précision de mesure et la maîtrise de l'utilisation, constituent l'avantage majeur de mesures indoor. Cependant, certaines limitations existent : l'efficacité des matériaux absorbants reste réduite pour les basses fréquences et le coût est important.

## III.2. Les bases de mesures OUTDOOR

En outdoor, les méthodes de mesures actuelles se basent sur différentes techniques décrites dans la suite de ce paragraphe.

### III.2.1. Mesure directe à des hauteurs importantes

En espace libre, et pour minimiser les effets nuisibles de l'environnement, les antennes sont placées sur des tours ou sur les toits des immeubles (Figure I- 12) [I- 2, I- 9]. Cette méthode est utilisée généralement pour des antennes de grandes dimensions. L'AST est placée en réception. La hauteur des antennes et le diagramme de rayonnement de l'antenne source doivent assurer que le lobe principal rayonné ne touche pas le sol entre les deux antennes, et le sol doit être le plus plat possible.

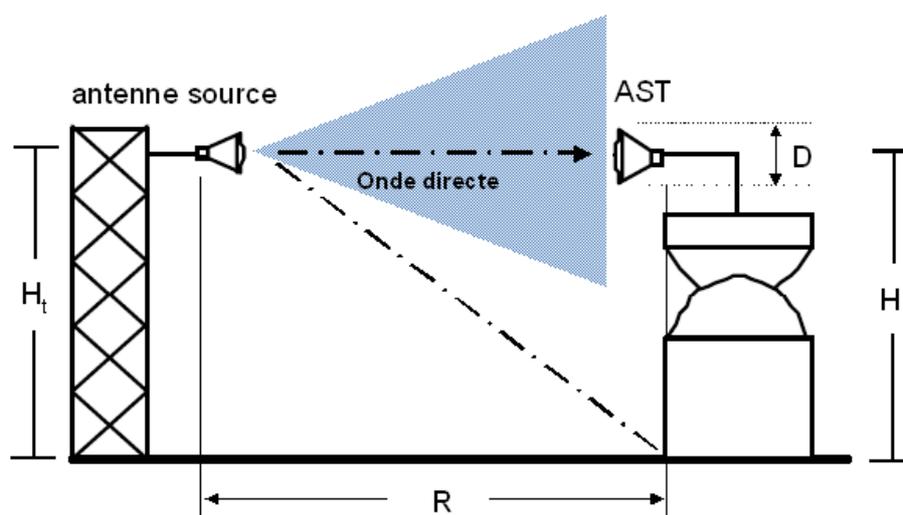


Figure I- 12 : Mesure directe à des hauteurs importantes

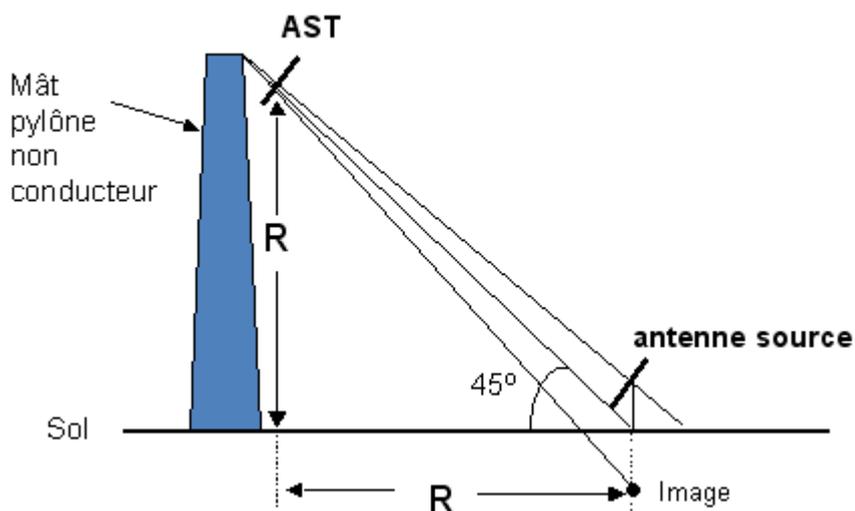


Figure I- 13 : Mesure oblique

Une deuxième configuration est possible en plaçant l'antenne source proche du sol, orientée vers le centre de l'AST (Figure I- 13). La mesure oblique est plus compacte que celle à hauteurs importantes.

### III.2.2. Mesure intégrant la réflexion sur un plan de masse

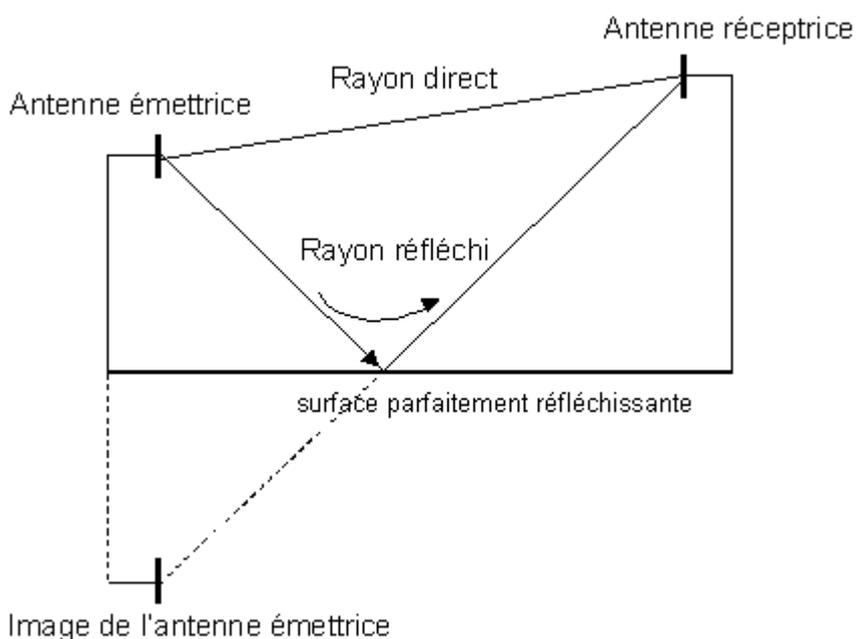


Figure I- 14 : Mesure par réflexion sur un plan de masse

Une interférence constructive créée dans la zone de test de l'antenne peut assurer la zone tranquille. Cela est possible en superposant les illuminations directes avec les réflexions spéculaires du sol parfaitement réfléchissant (Figure I- 14).

### III.2.3. Base de mesure harmonique outdoor

L'une des bases de mesure outdoor a pour objectif de caractériser en adaptation et en rayonnement les aériens sur une automobile (Figure I- 15). Cette base est composée d'un plateau tournant métallique piloté par des moteurs, et dirigée depuis une salle, située à environ 25 mètres de celui – ci, où se trouve toute l'interface nécessaire aux mesures (analyseur de spectre, PC de commande, etc.).

Les mesures étant réalisées à l'extérieur, les résultats expérimentaux doivent être pris en compte avec beaucoup de précautions, car d'éventuelles interférences avec le sol ou certains éléments électromagnétiques perturbateurs voisins peuvent venir fausser le test. Ce type d'expérimentation peut également être tributaire des conditions atmosphériques [I- 10].



Figure I- 15 : Photo de la base de mesure de SCE - MAG.

En effectuant les mesures outdoor, les limitations causées par les dimensions des antennes diminuent, les coûts de construction, d'installation, et de maintenance des chambres fermées disparaissent. Cependant, l'aire de mesure doit être assez grande, comporter peu d'obstacles et avoir peu de champs ambiants interférents. La répétitivité de la mesure dépend des conditions climatiques (température, météo, humidité ...) et des fréquences parasites. Le dispositif sous test doit être loin de matériaux conducteurs. Le principal obstacle à la qualité des mesures provient des interférences externes intermittentes ou aléatoires qui rendent difficile l'identification des émissions rayonnées par l'AST. Les bases de mesure harmonique menée en espace libre ont une grande sensibilité aux parasites ambiants et induisent une pollution électromagnétique pour leur environnement.

Pour palier les inconvénients causés par les bases de mesure indoor et outdoor présentées, une base de mesure outdoor travaillant en transitoire Ultra-large bande est développée. Dans ce qui suit, les éléments la constituant, son principe de fonctionnement ainsi que ses avantages et inconvénients attendus seront présentés.

## **IV. La métrologie transitoire Ultra-large Bande**

### **IV.1. Présentation générale**

Depuis plus de dix ans, l'équipe OSA de XLIM a développé une compétence originale dans la conception et la mise en œuvre de systèmes de mesure transitoire rapide. Aujourd'hui, le laboratoire XLIM/OSA associé au centre de transfert de technologie CISTEME, dispose d'outils informatiques adaptés à la simulation numérique de problèmes complexes (tels que CST Microwave Studio), de moyens importants d'expérimentations (générateurs ultra rapides, oscilloscopes numériques très large bande, sondes et antennes étalonnées), et d'un hall d'essais outdoor équipé pour la mesure transitoire ULB.

La technique de mesure transitoire outdoor Ultra Large Bande [I- 11, I- 12] est basée sur l'émission d'impulsions transitoires étroites, qui couvrent une large bande de fréquences, et sur la mesure directe de la réponse impulsionnelle de l'équipement sous test. L'AST peut être en configuration d'émission ou de réception (principe de réciprocité). L'acquisition s'effectue toujours en temporel. Cette méthode a fait l'objet de différentes applications dans le cadre de la mise en place de bancs de caractérisation d'écrans végétaux mais également dans les applications RADAR. Le passage en fréquentiel, si nécessaire, s'effectue simplement en appliquant les algorithmes de Transformée de Fourier.

## IV.2. Les signaux ULB utilisés pour l'analyse des structures rayonnantes

Le signal impulsionnel est choisi ultra large bande, c'est-à-dire que, comme indiqué précédemment, sa bande passante instantanée est plus importante que 25% de sa fréquence centrale.

Plusieurs formes d'ondes peuvent remplir la condition énoncée ci-dessus.

### a. Signaux gaussiens

Le signal gaussien dont la forme temporelle est rappelée (Figure I- 16) possède un spectre gaussien centré sur 0 Hz.

$$h(t) = Ae^{-2\pi(t/\tau)^2} \quad \text{Équation I- 25 [I- 13]}$$

avec A l'amplitude crête de l'impulsion (V),  $\tau$  la durée de l'impulsion (s).

Le module du spectre considéré atteint donc son maximum au continu, puis décroît jusqu'à sa fréquence de coupure haute, laquelle ne dépend que de la durée de l'impulsion initiale. La bande spectrale de ces signaux dépend des fronts de montée et de descente rapides, imposés par la faible durée totale de l'impulsion.

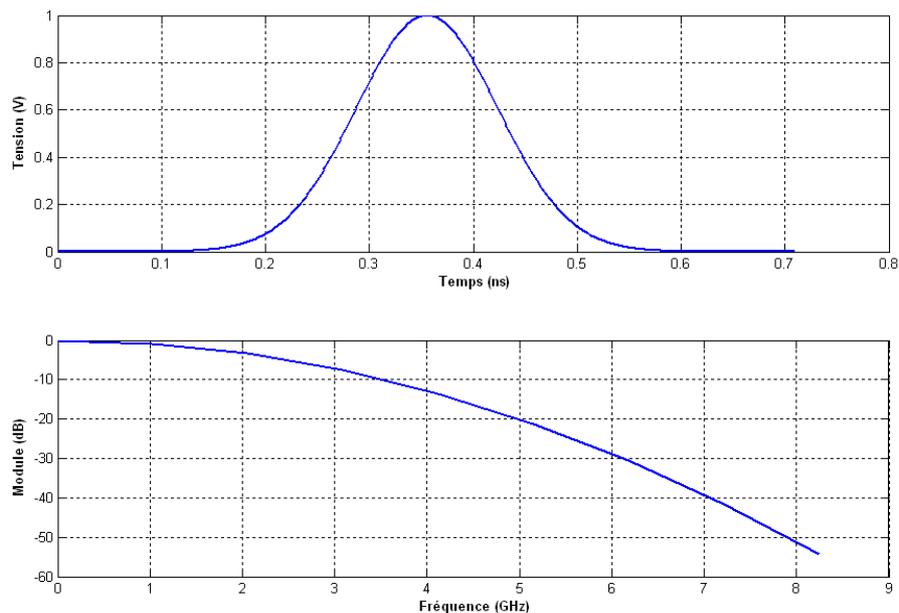


Figure I- 16 : Signal de type Gaussien et sa transformée de Fourier normalisée

## b. Les signaux monocycles

Les dérivées du premier ordre de signaux gaussiens ou d'autres signaux de forme semblable, sont constituées d'une alternance positive et d'une alternance négative (Figure I- 17); ces signaux peuvent également présenter une bande spectrale satisfaisant les critères ULB.

$$h(t) = 6A \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \left(\frac{t}{\tau}\right) e^{-6\pi\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \quad \text{Équation I- 26 [I- 14]}$$

avec A l'amplitude crête (V)

Dans le cas de signaux à valeur moyenne nulle, il convient de noter la présence d'une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute pour le signal.

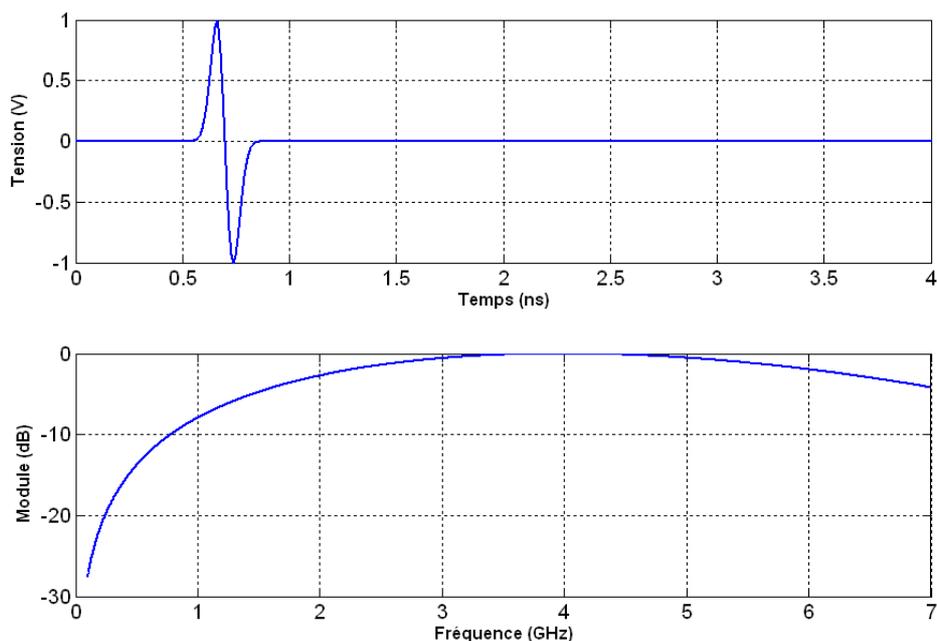


Figure I- 17 : Signal de type double alternance et sa transformée de Fourier normalisée

D'autres signaux existent et vérifient la définition de l'ULB, citons par exemple les signaux rectangle, le bruit blanc, la rampe de fréquence, le train d'impulsions pseudo aléatoires, etc. (Annexe I).

Il est facile de générer des tels signaux en simulation, et d'imposer une durée extrêmement courte afin de couvrir un spectre très large. Pour les expérimentations, le laboratoire dispose de générateurs capables de délivrer des impulsions brèves dont la forme se rapproche de celle d'une Gaussienne, qui peuvent prendre une forme monocycle lorsqu'elles sont associées à un filtre passe-haut.

### IV.3. Eléments essentiels d'un banc de mesure transitoire ULB

Le banc de mesure transitoire ULB est constitué de deux chaînes, une d'émission et une de réception et intègre les éléments suivants :

- Un générateur de signaux impulsionnels ULB, généralement d'amplitude élevée (de cent volts à plusieurs kilovolts).
- Des câbles capables d'assurer la propagation d'une impulsion extrêmement brève, d'une durée typique de quelques nanosecondes et induisant une atténuation et une distorsion minimales.
- Des atténuateurs qui peuvent être nécessaires afin de protéger le matériel d'acquisition.
- Une antenne étalonnée capable d'émettre et de recevoir une impulsion brève et de niveau relativement élevé (quelques centaines de volts).
- Un échantillonneur rapide effectuant l'acquisition du signal.

### IV.3.1. Générateurs impulsionnels

Les générateurs dédiés aux applications de métrologie impulsionnelle doivent être capables de délivrer des signaux d'allure temporelle maîtrisée, reproductibles et souvent de fort niveau comparé aux alimentations conventionnelles.

L'énergie contenue dans un signal transitoire est beaucoup plus faible que celle portée par un signal harmonique de tension crête comparable.

Les systèmes impulsionnels forts niveaux utilisent généralement des alimentations augmentant temporairement le niveau de puissance d'une source primaire en combinant des cycles de charge/décharge. L'énergie ainsi stockée est ensuite déchargée aussi rapidement que possible afin d'atteindre le niveau de puissance maximal. Simultanément le courant et la tension en sortie du générateur augmentent jusqu'à l'épuisement de la source ; un étage de mise en forme du signal peut venir se placer en sortie du dispositif [I- 15].

Trois grandes familles de générateurs existent aujourd'hui. Elles dépendent de la technologie utilisée pour générer l'impulsion :

- 1- mise en œuvre de semi-conducteurs ;
- 2- photoconducteurs illuminés par un laser ;
- 3- éclateurs à gaz.

Le Tableau I-1 présente les générateurs impulsionnels disponibles au laboratoire XLIM/OSA en 2010 :

|                              | Amplitude crête | Amplitude crête<br>à crête | Bande à -20dB        | Fréquence de<br>répétition |
|------------------------------|-----------------|----------------------------|----------------------|----------------------------|
| EUROPULSE<br>FID sans filtre | 11 kV           |                            | 3 GHz                | 1 KHz                      |
| EUROPULSE<br>FID avec filtre |                 | ± 4 kV                     | 200 MHz – 3.5<br>GHz | 1 KHz                      |
| KENTECH<br>HMP1              | 4 kV            |                            | 1.5 GHz              | 1 KHz                      |
| KENTECH<br>APG1              | 220 V           |                            | 5 GHz                | 10 KHz                     |
| KENTECH<br>ARMEXEL           |                 | ± 100 V                    | 300 MHz – 4<br>GHz   | 10 KHz                     |
| PSPL                         | 60 V            |                            | 1 GHz                | 100 KHz                    |

Tableau I-1 : Générateurs impulsionnels existants au laboratoire XLIM/OSA en 2010

Le plus utilisé pour la métrologie impulsionnelle est l'APG1 dont voici l'impulsion générée ainsi que la bande de fréquence couverte (Figure I- 18). D'une part, le niveau et la bande de cette source sont suffisants, d'autre part, une forte fréquence de répétition du signal facilite une acquisition rapide.

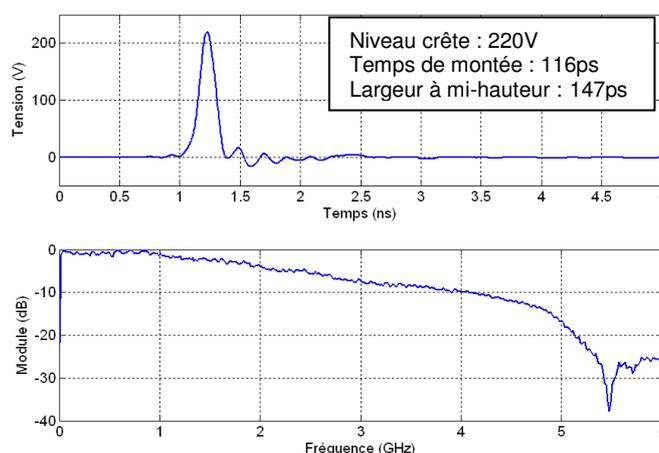


Figure I- 18 : Impulsion transitoire générée par l'APG1 et son spectre normalisé

### IV.3.2. Echantillonneurs : Oscilloscopes numériques

L'acquisition temporelle est une fonction essentielle dans cette méthode transitoire. L'échantillonneur doit permettre de détecter des signaux très courts, en présentant un pas de quantification, une dynamique et une profondeur mémoire suffisants.

Suivant le principe d'échantillonnage du signal considéré, les oscilloscopes numériques se répartissent en deux catégories :

- Les monocoups, réalisent un échantillonnage direct. La totalité de la trace à capturer est échantillonnée puis numérisée à une certaine fréquence, en une passe unique. Il s'agit de la méthode la plus directe et la plus rapide en pratique. Elle permet de travailler sur des signaux non répétitifs, ce qui peut parfois être nécessaire lors d'applications temps réel.
  
- Les séquentiels, sont plus efficaces que les monocoups en terme de bande passante et de quantification, mais qui nécessitent de disposer de signaux à acquérir répétitifs (mais pas forcément périodiques). En effet, la technique de l'échantillonnage séquentiel consiste à fixer un instant  $t_0$  de début de séquence et à prélever un échantillon unique à chaque passe. Le signal incident est quantifié avec un retard connu par rapport à  $t_0$ , ce retard allant en augmentant régulièrement d'une acquisition à la suivante. Les échantillons successifs du signal sont mis en mémoire au fur et à mesure de leur prélèvement. Si  $N_e$  est le nombre total d'échantillons à prélever sur le signal, son acquisition requiert donc  $N_e$  séquences. Il est ainsi aisé de prévoir le temps total nécessaire à l'enregistrement de la trace complète dans le cas d'un signal périodique de période connue  $T$ . La reconstruction du signal analogique utilisant des échantillons sur plusieurs périodes d'acquisitions, permet une numérisation précise des signaux sur une grande bande passante (Figure I- 19), à condition que ces signaux soient parfaitement reproductibles.

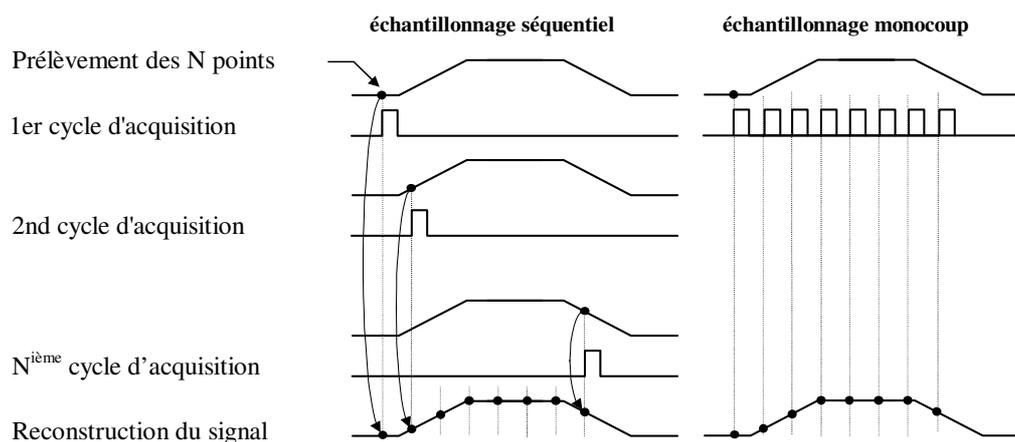


Figure I- 19 : Synoptique de fonctionnement des différents modes d'échantillonnage

Dans le cadre des applications de métrologie en chambre anéchoïque, les oscilloscopes séquentiels offrent les meilleures performances. La numérisation s'effectue au moins sur 12 bits au lieu de 8 bits par l'échantillonneur monocoup. Pour des applications en outdoor et en mouvement, l'acquisition du signal se fait généralement via un oscilloscope monocoup. L'échantillonnage monocoup présente en effet de meilleures performances en permet de rapport de signal à bruit.

#### IV.4. Principe d'une mesure ULB de caractérisation d'éléments rayonnants

La base de mesure outdoor comporte un générateur d'impulsions de très courte durée (de l'ordre de la nano seconde) qui alimente une antenne Ultra large Bande (ULB). L'antenne sous test (AST) est placée seule ou dans son contexte d'utilisation face à l'antenne ULB. La réponse de l'AST à cette illumination est mesurée avec un oscilloscope (Figure I- 20) [I- 11, I- 12].

Le générateur impulsionnel utilisé dans l'expérimentation est l'APG1, il délivre une impulsion de 220 Volts d'amplitude crête avec un temps de montée de 116ps et une durée à mi-hauteur de 600ps (Figure I- 18). Son spectre couvre la bande fréquentielle 0-1,5GHz.

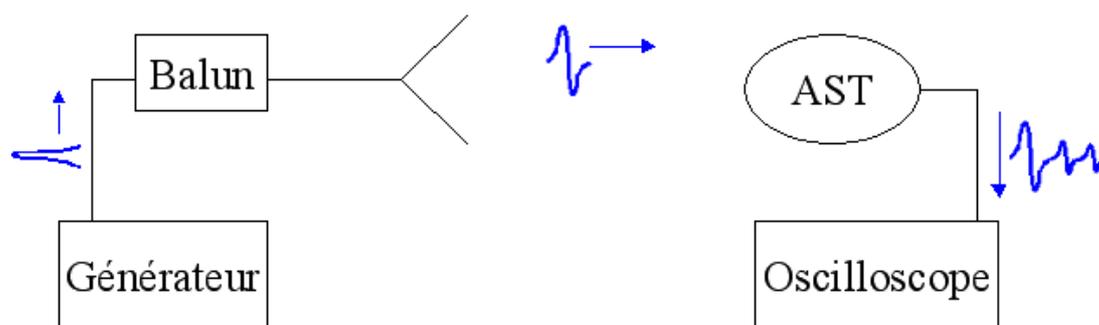


Figure I- 20 : Synoptique de principe du banc ULB

Un fenêtrage temporel décrit ultérieurement permet d'éliminer les échos dus aux différentes réflexions, et de ne garder que le signal utile.

#### IV.4.1. Exemple de mise en place expérimentale

Pour mieux comprendre le principe de cette mesure impulsionnelle, une mesure d'antenne sur véhicules, de type GSM est présentée [I- 16]. La Figure I- 21 décrit la configuration expérimentale permettant d'acquérir les diagrammes de rayonnement.

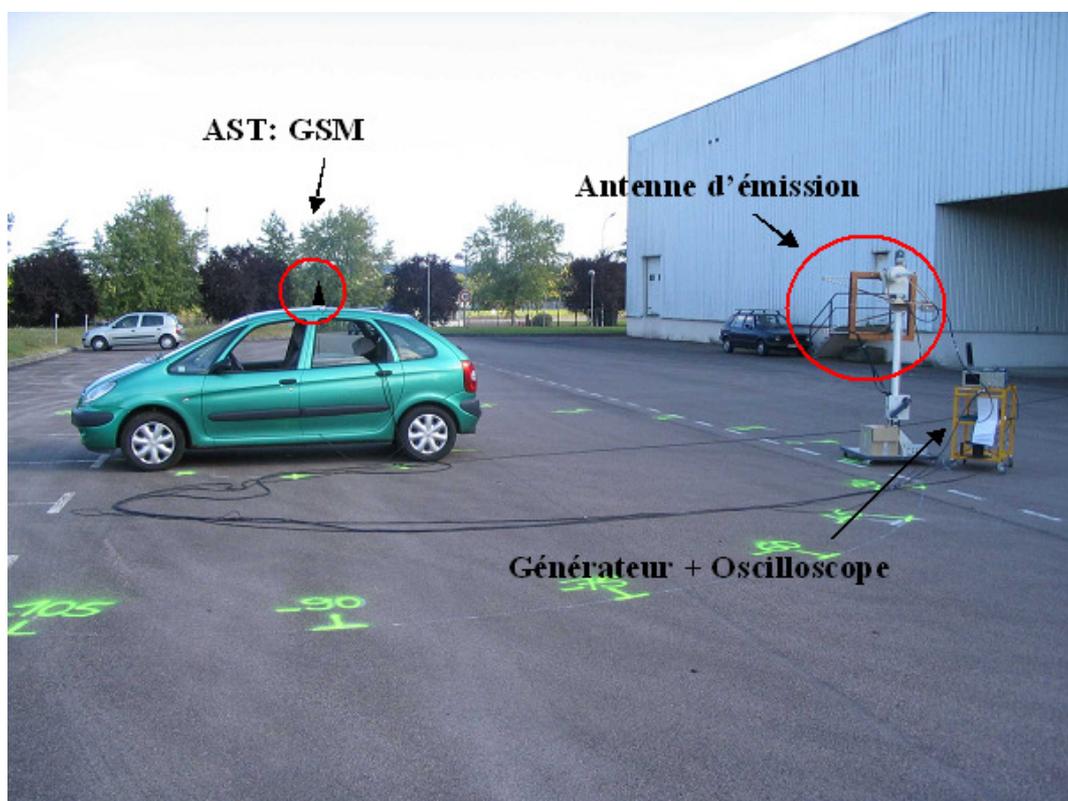


Figure I- 21 : Système d'acquisition

A partir des signaux transitoires mesurés à une distance de 5 mètres, les diagrammes de rayonnement sont obtenus via une transformée de Fourier. Un exemple de signal transitoire reçu par l'antenne GSM, avec l'illustration d'un fenêtrage temporel permettant d'éliminer les échos n'appartenant pas à la réponse de l'antenne de toit ainsi que le spectre de cette impulsion tronquée sont représentés en Figure I- 22. Le diagramme de rayonnement de l'antenne GSM testée à 5m est donné par la Figure I- 23.

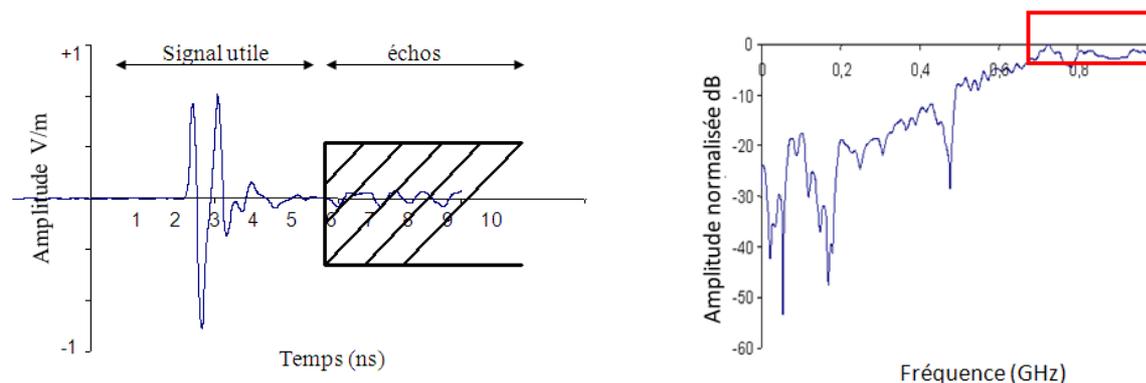


Figure I- 22 : Signal transitoire reçu, fenêtrage temporel et son spectre

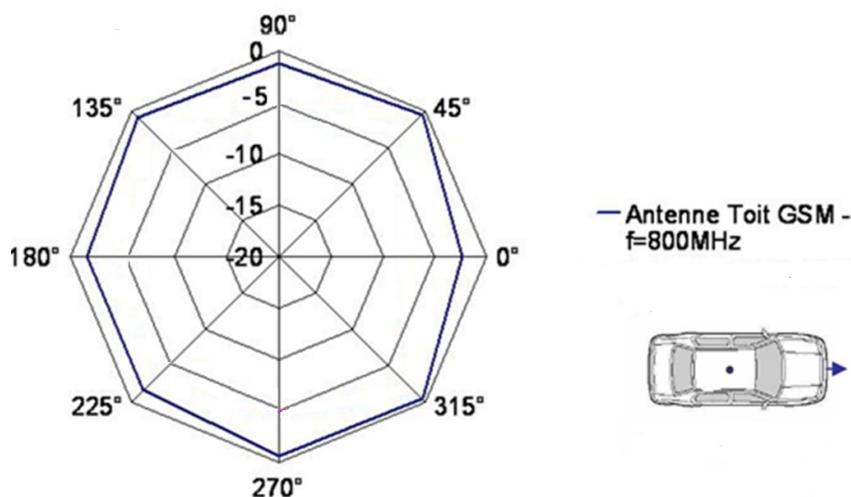


Figure I- 23 : Diagramme normalisé à la fréquence 800 MHz

Le diagramme de rayonnement est montré dans la Figure I- 23 pour huit points de mesure obtenus à 5 mètres. La source est constituée de l'antenne GSM placée sur le toit du véhicule, et donc, cette distance de 5 mètres ne peut pas être considérée comme une distance suffisante pour considérer que le champ est en zone de champ lointain.

La distance minimale du champ lointain pour la fréquence de calcul (800 MHz) est de l'ordre de 90 m en prenant compte des différentes zones de rayonnement (Équation I-2) et une dimension maximale de la voiture de 4 m.

## **IV.4.2. Intérêts et limitations de la mesure impulsionnelle**

### **a. Bande fréquentielle couverte**

La méthode ULB transitoire outdoor proposée au laboratoire est limitée à la bande de 100 MHz – 3 GHz du fait du matériel disponible au sein de notre laboratoire : générateurs de signaux impulsionnels, oscilloscope, et antennes ULB.

Les oscilloscopes monocoup numériques disponibles sur le marché peuvent atteindre une bande passante de 20 GHz, les générateurs impulsionnels utilisant un effet photoconducteur par exemple ont dépassé 30 GHz de bande passante.

### **b. Temps de mesure**

Les méthodes de mesures usuelles intègrent une instrumentation harmonique : une caractérisation de la source rayonnante (en particulier une source large bande ou ultra large bande) doit être menée pour chaque fréquence de mesure. Malgré le très fort développement des outils d'acquisition en terme de vitesse, une caractérisation dans une large bande de fréquence prend toujours un temps important du fait des répétitions de mesure nécessaires pour chaque fréquence [I- 17].

L'acquisition transitoire réduit ce temps puisque, une mesure ou un moyennage de mesure (~ 1s) peut conduire aux valeurs fréquentielles de la bande couverte par le signal ULB utilisé après fenêtrage temporel et transformée de Fourier. De plus, pour une structure rayonnante comprenant plusieurs antennes, une acquisition unique des signaux issus des antennes sur les différentes voies du numériseur diminue le temps de mesure d'une manière notable.

### **c. Adaptation de la méthode à la mesure de sources rayonnantes bande étroite et large bande**

Le banc transitoire outdoor doit permettre la caractérisation non seulement des antennes à large bande, mais aussi des antennes à bande étroite en prenant en compte un espace outdoor autorisant la réalisation d'un fenêtrage temporel. Dans ce cas, la réponse temporelle de tout type de source rayonnante doit être reconnue et séparée des réflexions de l'environnement, afin de ne garder que le signal utile [I- 18, I- 19].

Des antennes de petites ou de grandes dimensions, ou des antennes placées dans leur contexte d'utilisation doivent donc pouvoir faire l'objet de cette caractérisation de rayonnement.

### **d. Perturbation environnementale**

Quand une mesure se déroule en espace libre, le problème de l'environnement électromagnétique se pose. Ce problème est particulièrement sensible pour les bases de mesures fonctionnant en harmonique et en espace libre : celles-ci ont une grande sensibilité aux parasites ambiants et peuvent induire une pollution électromagnétique pour leur environnement. Ces bases de mesure sont, autant que possible, installées dans des lieux électromagnétiquement « isolés ».

Ce problème est minimisé en utilisant une mesure transitoire outdoor en ULB : les impulsions de très courte durée restent très faiblement perturbatrices pour l'environnement. Les rayonnements même à relativement forts niveaux sur de très faibles durées font que les perturbations engendrées sont négligeables, ce qui permet d'envisager une installation aisée dès lors que l'espace disponible est suffisant.

### **e. Dynamique**

La dynamique de mesure est définie par le rapport des valeurs harmoniques de l'amplitude maximale mesurable et du bruit de mesure. La dynamique dépend des instruments utilisés, du câblage, de l'environnement de mesure, etc. [I- 20].

Utilisant la méthode transitoire ULB outdoor, la dynamique est calculée comme suit :

$$\text{Dynamique} = TF(\text{bruit de mesure}) / TF(\text{impulsion d'amplitude maximale})$$

La dynamique de l'oscilloscope monocoup présente des valeurs croissantes de  $-70$  dB (à 100 MHz) à  $-30$  dB (à 3 GHz) contrairement aux mesures effectuées en chambres anéchoïques, qui présentent une dynamique décroissante par rapport à la fréquence (par exemple :  $-20$  dB à 100 MHz à  $-50$  dB à 3 GHz). Les limitations des matières absorbantes en basses fréquences donnent un avantage à la méthode transitoire ULB outdoor alors qu'aux hautes fréquences la tendance s'inverse.

## **IV.5. Objectif de l'étude**

L'intérêt d'une mesure impulsionnelle pour la caractérisation de structures rayonnantes a été présenté précédemment. Elle est bien adaptée aux caractérisations précises en champ proche et a été validée au laboratoire par comparaison à une mesure harmonique classique [I- 21].

La mesure en champ lointain d'une structure rayonnante de grande dimension nécessite une énorme infrastructure et une puissance crête rayonnée importante. De plus, les réflexions multiples et les signaux parasites rendent l'élimination de l'influence de l'environnement difficile voire impossible.

Pour palier les inconvénients liés à la détermination des champs lointains, le développement d'un algorithme de passage champ proche – champ lointain (CP – CL) s'est imposé.

Dans la suite, un algorithme de transformation CP – CL associé à la mesure transitoire est présenté puis appliqué à la caractérisation de structures rayonnantes.

## Bibliographie Chapitre I

- [I- 1] Luca Casavola, “Caractérisation des antennes de station de base par des techniques de champ proche”, thèse de doctorat, université Paris XI UFR scientifique d’Orsay, 2003.
- [I- 2] Odile Picon et coll, “*Les Antennes, théorie, conception et applications*”, Dunod, Paris, 2009.
- [I- 3] C.E. Baum, E.G. Farr, C.A. Frost, “*transient gain of antennas related to the traditional continuous-wave (CW) definition of gain*”, Ultra Wideband, Short Pulse Electromagnetics 4, Kluwer Academic, 1999.
- [I- 4] C.E. Baum, “*General Properties of Antennas*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 44, N° 1, February 2002.
- [I- 5] A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C Lepage, X. Begaud, “*Conception et caractérisation d’antennes ULB pour communications multimédia haut débit*”, REE n°4, Avril 2004.
- [I- 6] Astanin L Y, Kostylev A A, “*Ultrawideband radar measurements, analysis and proceeding*”, The Institution of Electrical Engineers, 1997.
- [I- 7] J.D. Kraus, R.J. Marhefka, “*Antennas for All Applications*”, third edition Mc Graw Hill 2002.
- [I- 8] Constantine A. Balanis, “*Modern Antenna handbook*”, A. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [I- 9] Jeffrey A. Fordham, “*An introduction to antenna test ranges, measurements and instrumentation*”, Microwave instrumentation technologies, LLC.
- [I- 10] Francis Pasquet, “*Contribution à l’étude d’antennes fils-plaques multibandes. Application à la conception d’aériens multifonctions pour l’automobile*”, Thèse de doctorat, université de Limoges, 2001.
- [I- 11] E. Martinod, V. Bertrand, M. Lalande, A. Reinex, B. Jecko , “Behavior of multifilar connectors in electromagnetic compatibility : a new experimental transient approach”, *IEEE EMC*, Vol. 44, n° 3, 2002, pp. 424-433.

- [I- 12] J. Andrieu, S. Nouvet, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, “Transient Characterization of a Novel Ultra-Wide Band Antenna : The Scissors Antenna” , *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 53, no. 4, pp 1254 – 1261, April 2005.
- [I- 13] Hussain Malek G. M., “Antenna patterns of nonsinusoidal waves with time variation of gaussian pulse – part I”, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-30, no. 4, pp. 504-512.
- [I- 14] W. Barrett, “Ultrafast Time Hopping CDMA-RF Communications: Code-AS-Carrier, Multi-channel Operation, High Data Rate Operation and Data Rate on Demand”, *U.S. Patent, 610,907*, Mar. 1997.
- [I- 15] Philippe Delmote, “Etude et réalisation d’antennes Ultra Large Bande pour applications RADAR et Communications”, Thèse de doctorat, université de Limoges, 2006.
- [I- 16] R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, J. Andrieu, B. Jecko, “Principe d’un banc outdoor de caractérisation impulsionnelle large bande de structures rayonnantes”, JNM 2009, Grenoble, France.
- [I- 17] Young, J., Svoboda, D., Burnside, W., “A Comparison of Time- and Frequency-Domain Measurement Techniques in Antenna Theory” , *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, issue 4, pp. 581-583, july 1973.
- [I- 18] R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, M. Jouvét, B. Jecko, “ Large antennas characterization: Far – Field reconstruction using outdoor transient measurements for narrow and wide band radiating sources”, *Eucap 2010*, Barcelone, Espagne.
- [I- 19] R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, M. Hajj, B. Jecko, “Outdoor transient measurement base in cylindrical coordinates for antenna characterization”, *APS 2010*, Toronto, Canada.
- [I- 20] Edson Martinod, “Contribution à l’analyse du comportement de connectiques en terme de compatibilité électromagnétique. Conception d’une expérimentation Large Bande en régime impulsionnel”, Thèse de doctorat, université de Limoges, 2000.
- [I- 21] J. Andrieu, S. Nouvet, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, “Trasient characterization of a novel Ultra Wide Band antenna: The scissor antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, April 2005.



**CHAPITRE II :**  
**TRANSFORMATION**  
**CHAMP PROCHE – CHAMP LOINTAIN**



## I. Intérêt d'une mesure en champ proche

La méthode consiste à mesurer le champ rayonné par l'antenne dans la zone de champ proche, et ensuite, à déduire par calcul numérique le diagramme de rayonnement. Le traitement numérique est appelé généralement transformation champ proche – champ lointain (CP – CL).

La mesure en champ proche se fait généralement en indoor, soit à l'aide d'une sonde large bande, soit à l'aide d'un réseau de sondes. La base SATIMO (chapitre I : III.1.1) en est un exemple ; en évoquant la distribution du champ EM au voisinage des dispositifs électroniques, le diagnostic en CP offre une description qualitative et quantitative des composantes de champ autour des dispositifs rayonnants. Les techniques CP sont essentiellement mises en œuvre pour :

- Décrire les émissions électromagnétiques à proximité de la source.
- Evaluer des périmètres de sécurité et des limites d'exposition.
- Contribuer à l'élaboration de normes de compatibilité Electromagnétiques (CEM) et effectuer des tests de conformité.

Une mesure en CP présente plusieurs avantages par rapport à une mesure en CL : le volume de mesure est compact, ce qui réduit les dimensions des bases fermées et par conséquent leur coût. Associée à une transformation CP – CL, une mesure en CP permet d'évaluer plusieurs paramètres d'antennes, comme les diagrammes du champ, le gain, la directivité, sachant que les techniques de mesure en CP sont en général plus précises que les techniques en CL ou en bases compactes.

Dans la suite, une mesure en CP qui utilise la méthode de mesure impulsionnelle outdoor présentée précédemment est utilisée ; elle assure les avantages d'une mesure CP et celles d'une mesure impulsionnelle outdoor.

## II. Principe de la transformation champs proches – champs lointains

La formulation théorique de la transformation champ proche – champ lointain (CP – CL) existe dans quatre systèmes de coordonnées : cartésiennes, polaires, cylindriques et sphériques. La surface de mesure théorique doit englober tout le rayonnement ou être fermée. Pratiquement la surface sur laquelle est déterminée le CP est toujours limitée : les plans et les surfaces cylindriques, mais également la sphère à cause de l'espace occupé par le dispositif sur lequel l'antenne est placée. Cela conduit à des erreurs de calcul du champ dites 'erreurs de troncature'. D'une manière générale, on peut affirmer que ces erreurs sont d'autant moins importantes que l'antenne est directive.

Les techniques de transformations CP – CL se basent sur le principe d'Huygens – Fresnel (1818), qui s'énonce comme suit :

*Tout élément d'une surface S éclairée par une onde peut être considérée comme une source secondaire émettant une onde sphérique en phase avec l'onde incidente (Huygens), et dont l'amplitude est proportionnelle à la somme des contributions de chacun des éléments de surface de l'onde incidente (Fresnel). Les ondes émises par ces différentes sources interfèrent entre elles pour donner l'onde diffractée.*

Le théorème d'Huygens montre qu'une onde, se propageant à l'extérieur d'une surface fermée S contenant les sources (par exemple une surface d'onde), est identique à celle que l'on obtiendrait en supprimant cette source et en la remplaçant au temps t par des sources fictives réparties sur la surface S, convenablement calculées et appelées sources de Huygens (Figure II- 1). Le principe de Huygens dit que, grâce à cette équivalence, on peut passer de la surface d'onde à un instant donné à la surface d'onde à un instant ultérieur par construction de l'enveloppe des surfaces d'ondes des ondes émises par les sources de Huygens.

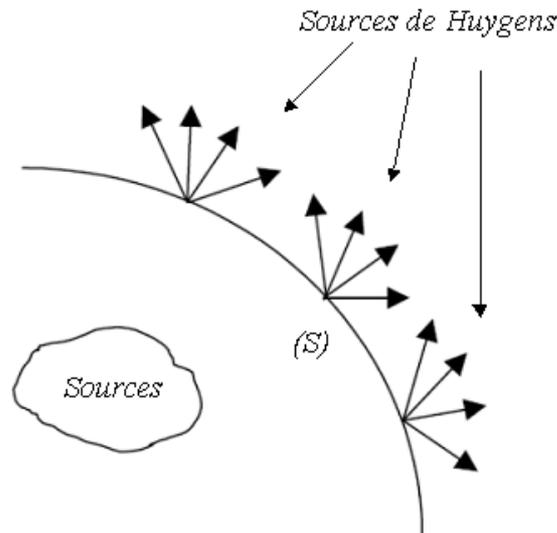


Figure II- 1 : Propagation d'un front d'onde à partir du rayonnement secondaire

Le champ rayonné à l'extérieur de la surface  $S$  peut être calculé suivant deux méthodes :

- Méthode des sources équivalentes [II- 1]. C'est l'application explicite du principe de Huygens en électromagnétisme. On cherche d'abord les sources fictives (ou équivalentes) puis on calcule leur rayonnement. Cette méthode décrit les champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$ , sous forme d'intégrales d'expressions mathématiques, généralement lourdes en temps de calcul et difficiles à utiliser sans approximation. En général (sauf sur un plan) on ne connaît pas explicitement la relation existant entre composantes tangentielle électrique et magnétique. Les sources équivalentes dépendent des composantes des champs électriques et magnétiques tangentielles à la surface fermée  $S$  : la détermination des champs lointains nécessiterait dans ce cas la mesure des champs  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$ .
- Méthode du développement modal [II- 2]. C'est une application implicite du principe de Huygens. On cherche directement une solution de l'équation de propagation vectorielle de Helmholtz  $\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0$ , vérifiant les conditions aux limites sur la surface  $S$  et à l'infini. La transformation CP – CL explicitée ultérieurement, repose sur cette méthode. Pour chaque mode, on connaît l'impédance d'onde reliant les composantes tangentielle électrique et magnétique.

Ces dernières années, plusieurs études concernant les transformations CP – CL ont été développées, citons quelques exemples :

- « L'approche du courant magnétique équivalent » utilise les mesures de champ proche obtenues à l'aide d'une sonde dipôle qui est déplacée sur une surface pour déterminer les sources de courant magnétique équivalentes entourant l'antenne. Ces courants sont utilisés pour calculer le champ lointain : la méthode EFIE (Electric Field Integral Equation) est utilisée pour relier le champ proche au courant magnétique équivalent, puis, la MOM (Method Of Moments) permet de transformer les équations intégrales en équation matricielle, et enfin, la méthode de gradient conjugué (CGM) conduit aux champs lointains [II- 3].
- Le « réseau de sondes dipôles », un cas particulier de l'approche précédente, où l'antenne à mesurer est entourée d'une multitude de sondes disposée à intervalles réguliers. Ceci peut être très utile dans les mesures des ondes millimétriques où il est difficile de déplacer la sonde avec une grande précision (quelques millimètres) [II- 3, II- 4].
- Le « mesure d'amplitude seule » a pour but direct d'abaisser le coût des mesures, en limitant la mesure à l'amplitude ; la phase n'est pas mesurée. En effet, la mesure de la phase présente des fortes incertitudes liées à la température des câbles, à la stabilité mécanique des antennes d'émission et de réception, ainsi qu'aux erreurs de positionnement. Les équipements de mesure d'amplitude seule sont moins onéreux en général. Développée ces dernières années, cette technique s'adresse plus particulièrement aux fréquences millimétriques pour tester des antennes électriquement larges utilisées dans les domaines de la radiométrie et de la radioastronomie [II- 5].

Malgré le fait que les équations ainsi que le principe ne sont pas récents, le travail concernant d'une part le développement des transformations CP – CL dans les différents systèmes de coordonnées, et d'autre part l'optimisation des points et du temps de mesure, fait partie de la recherche actuelle compte tenu de l'importance accordée à la mesure en champ proche du fait de ces avantages.

### III. Formulation de l'équation vectorielle de Helmholtz et développement modal

#### III.1. Les équations de Maxwell

La théorie de l'électromagnétisme repose principalement sur les équations de Maxwell [II- 6, II- 7]. Ces équations relient les quatre vecteurs caractéristiques du champ électromagnétique :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Équation II- 1}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Équation II- 2}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{Équation II- 3}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Équation II- 4}$$

Où  $\vec{E}$  est le champ électrique (V/m),  $\vec{H}$  est le champ magnétique (A/m),  $\vec{B}$  est l'induction magnétique (Tesla),  $\vec{D}$  est l'induction électrique (C/m<sup>2</sup>),  $\vec{J}$  la densité de courant (A/m<sup>2</sup>) et  $\rho$  la densité de charge électriques (C/m<sup>3</sup>).

#### III.1.1. Les relations constitutives

Ce sont les équations qui relient entre elles les champs, les charges et les courants, et sont dépendantes de la fréquence :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad \text{Équation II- 5}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{Équation II- 6}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{Équation II- 7}$$

où  $\epsilon$ ,  $\mu$ , et  $\sigma$  représentent respectivement la permittivité électrique, la perméabilité magnétique et la conductivité électrique. Ces tenseurs dépendent non seulement de la fréquence mais, à un moindre niveau, de la position, de la température, de la pression atmosphérique, etc.

### III.1.2. Equation d'onde dans un milieu sans sources

Dans un milieu dépourvu de sources ( $\rho = J = 0$ ), les équations de Maxwell simplifiées s'écrivent :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad \text{Équation II- 8}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{Équation II- 9}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad \text{Équation II- 10}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{Équation II- 11}$$

en appliquant le rotationnel sur l'Équation II-8 et en utilisant l'Équation II-9 et l'égalité  $\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -\nabla^2 \vec{E}$ , nous obtenons :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \wedge \vec{H}) = -\mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad \text{Équation II- 12}$$

et ensuite, nous obtenons les équations d'ondes homogènes de Helmholtz [II- 7]:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad \text{Équation II- 13}$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad \text{Équation II- 14}$$

Avec  $k = \frac{2\pi f}{c}$ , le vecteur d'onde

### III.1.3. La convention adoptée en régime sinusoïdal permanent :

$$\text{Dans le cadre d'un régime harmonique : } U(r, t) = U(r) e^{j\omega t} \quad \text{Équation II- 15}$$

Toute dérivation par rapport au temps est équivalente à une multiplication par  $j\omega$ , et les équations de Maxwell s'écrivent :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad \text{Équation II- 16}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad \text{Équation II- 17}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad \text{Équation II- 18}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{Équation II- 19}$$

où  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ , et  $\vec{J}$  sont les champs complexes associées aux champs et sources temporelles.

Dans un milieu sans sources, on arrive aux équations homogènes de Helmholtz :

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad \text{Équation II- 20}$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad \text{Équation II- 21}$$

En général, tout problème de propagation d'onde électromagnétique se ramène à la résolution de ce type d'équation, soumises à des conditions spécifiques aux limites.

## III.2. Méthode des sources équivalentes

En pratique, il est parfois difficile de déterminer précisément les sources d'excitation  $\vec{J}_{\text{ext}}$  qui sont réellement à l'origine du champ. Les théorèmes d'équivalences permettent dans ce cas d'éviter le problème en se ramenant à des sources fictives, à priori plus simples à calculer (Figure II- 2) ; c'est une application explicite du principe de Huygens en électromagnétisme.

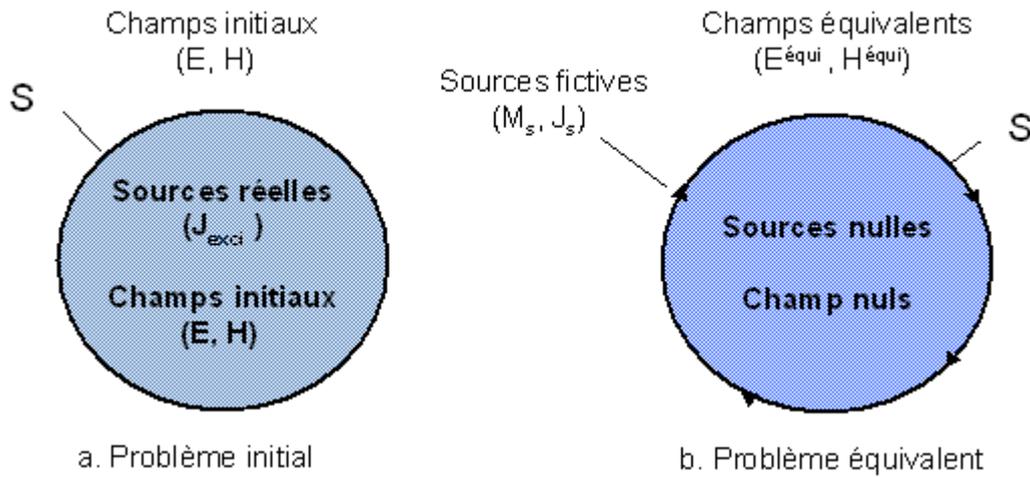


Figure II- 2 : Principe d'équivalence

Le principe de Huygens permet ainsi de déterminer le champ  $(\vec{E}, \vec{H})$  produit par des sources  $\vec{J}_{ext}$  à partir de la seule connaissance des champs tangentiels sur une surface S quelconque entourant ces sources (Figure II- 1).

Le problème initial est remplacé par un problème équivalent, dans lequel, le champ et les sources sont supposés nuls à l'intérieur de S [II- 8, II- 9].

Désignons par  $U_v$  la fonction caractéristique de la région V, délimitée par S, extérieure aux sources :

$$\begin{aligned}
 U_v(\vec{r}) &= 0 && \text{si } \vec{r} \in V \\
 U_v(\vec{r}) &= 1 && \text{si } \vec{r} \notin V
 \end{aligned}
 \tag{Équation II- 22}$$

Le champ équivalent à l'extérieur de S, supposé inchangé par rapport au problème initial, est noté :

$$\begin{aligned}
 \vec{E}^{equi}(\vec{r}, t) &= \vec{E}(\vec{r}, t)U_v(\vec{r}) \\
 \vec{H}^{equi}(\vec{r}, t) &= \vec{H}(\vec{r}, t)U_v(\vec{r})
 \end{aligned}
 \tag{Équation II- 23}$$

En utilisant l'égalité vectorielle :

$$\vec{\nabla} \wedge (f \vec{A}) = f \vec{\nabla} \wedge \vec{A} + \vec{\nabla} f \wedge \vec{A}, \text{ où } f \text{ est un scalaire}
 \tag{Équation II- 24}$$

On peut déduire les deux équations suivantes :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}^{equi}(\vec{r}, t) = U_v(\vec{r}) \vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t) + \vec{\nabla} U_v(\vec{r}) \wedge \vec{E}(\vec{r}, t)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}^{equi}(\vec{r}, t) = U_v(\vec{r}) \vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) + \vec{\nabla} U_v(\vec{r}) \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) \quad \text{Équation II- 25}$$

$$\text{Or } \vec{\nabla} U_v(\vec{r}) = \delta_s(\vec{r}) \vec{n} \quad \text{Équation II- 26}$$

Dans cette expression,  $\delta_s$  est l'impulsion de Dirac caractéristique de la surface S,  $\vec{n}$  est la normale sortante :

$$\delta_s(\vec{r}) = 1 \quad \text{si } \vec{r} \in S$$

$$\delta_s(\vec{r}) = 0 \quad \text{si } \vec{r} \notin S \quad \text{Équation II- 27}$$

Sachant que  $(\vec{E}, \vec{H})$  vérifie en tout point extérieur à la surface S, les équations de Maxwell dans le vide :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad \text{Équation II- 28}$$

A partir de l'Équation II-25, l'Équation II-26 et l'Équation II-28, on obtient :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}^{equi}(\vec{r}, t) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} [U_v(\vec{r}) \vec{H}(\vec{r}, t)] + \delta_s(\vec{r}) \vec{n} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}^{equi}(\vec{r}, t) = \epsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} [U_v(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}, t)] + \delta_s(\vec{r}) \vec{n} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) \quad \text{Équation II- 29}$$

Enfin, en utilisant l'Équation II-23, on obtient :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}^{equi}(\vec{r}, t) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \vec{H}^{equi}(\vec{r}, t) - \vec{M}_s(\vec{r}, t)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}^{equi}(\vec{r}, t) = \epsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} \vec{E}^{equi}(\vec{r}, t) + \vec{J}_s(\vec{r}, t) \quad \text{Équation II- 30}$$

Où :

$$\vec{M}_s(\vec{r}, t) = -\delta_s(\vec{r}) \vec{n} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t)$$

$$\vec{J}_s(\vec{r}, t) = \delta_s(\vec{r}) \vec{n} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) \quad \text{Équation II- 31}$$

Ces deux grandeurs peuvent être vues comme des sources fictives respectivement magnétique et électrique, et peuvent ainsi être réécrites, sur S, plus simplement :

$$\vec{M}_s(\vec{r}, t) = -\vec{n} \wedge \vec{E}(\vec{r}, t)$$

$$\vec{J}_s(\vec{r}, t) = \vec{n} \wedge \vec{H}(\vec{r}, t) \quad \text{Équation II- 32}$$

La seule connaissance des champs électromagnétiques à la frontière entre les domaines intérieur et extérieur permet d'évaluer le champ en tout point de l'espace extérieur aux sources. Il suffit de faire rayonner les sources équivalentes déterminées sur la surface de séparation.

Cette démonstration permet de conclure sur la validité du principe Huygens – Fresnel selon lequel le champ en un point quelconque de l'espace peut être déduit de sources équivalentes qui entourent les sources de rayonnement.

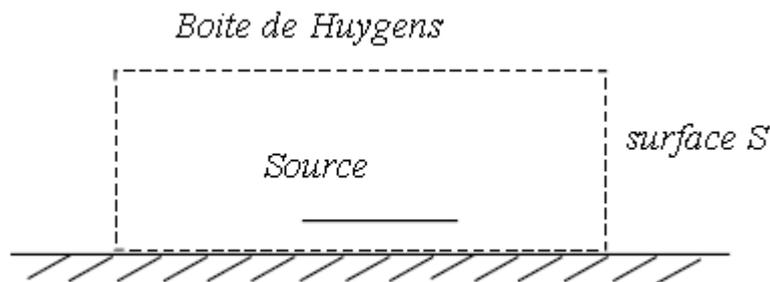


Figure II- 3 : Exemple de Boite de Huygens

La surface S qui entoure les sources, souvent appelée surface de Huygens, doit être fermée et donc, délimite un volume. Son application à des surfaces ouvertes peut, comme indiqué précédemment, conduire à des erreurs importantes sur la détermination des champs lointains si on ne prend pas certaines précautions. La Figure II- 3 illustre un exemple de « boîte de Huygens » permettant le calcul du diagramme de rayonnement d'une antenne imprimée.

### III.3. Développement modal

Le développement modal repose sur un développement du champ suivant des fonctions d'ondes élémentaires solutions de l'équation de propagation vectorielle de Helmholtz (Équation II-20). L'avantage majeur de cette méthode est qu'elle nécessite seulement la mesure des champs électriques tangentiels.

La propagation, dans le domaine extérieur à une surface  $S$  contenant les sources de rayonnement (Figure II- 1), est une propagation en espace libre. La permittivité électrique  $\epsilon$  et la perméabilité magnétique  $\mu$  sont donc constantes, et égales aux caractéristiques correspondantes dans le vide. Le champ électromagnétique vérifie les équations de propagation vectorielles de Helmholtz (Équation II-20, Équation II-21).

Le développement modal des ondes élémentaires peut se faire dans plusieurs systèmes de coordonnées, puisque les ondes élémentaires solutions de l'équation d'ondes peuvent être des ondes planes cartésiennes [II- 10, II- 11, II- 12, II- 13, II- 14], planes polaires [II- 15, II- 16, II- 17], cylindriques [II- 18, II- 19, II- 20, II- 21, II- 22, II- 23] ou sphériques [II- 24, II- 25, II- 26].

La surface plane est utilisée pour les antennes plates et à gain élevé puisque la surface de détermination du champ peut alors être limitée à un plan. Ce cas est le moins coûteux, il nécessite un équipement relativement simple. Le champ est mesuré sur le plan (XOZ), la sonde se déplace donc suivant le maillage en  $x$  et  $z$  comme sur la figure suivante :

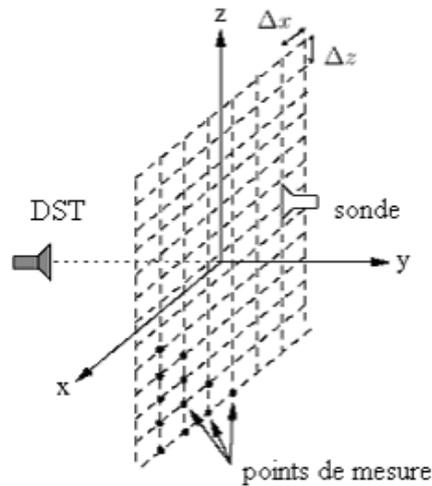


Figure II- 4 : Système de balayage d'une surface planeaire

La surface cylindrique est utilisée en particulier pour les antennes ayant une symétrie cylindrique ou présentant un rayonnement sectoriel, le champ est mesuré sur une surface cylindrique entourant l'antenne. Le balayage de la surface cylindrique est en général obtenu par une translation verticale de la sonde combinée avec une rotation de  $360^\circ$  du DST suivant l'axe vertical du cylindre.

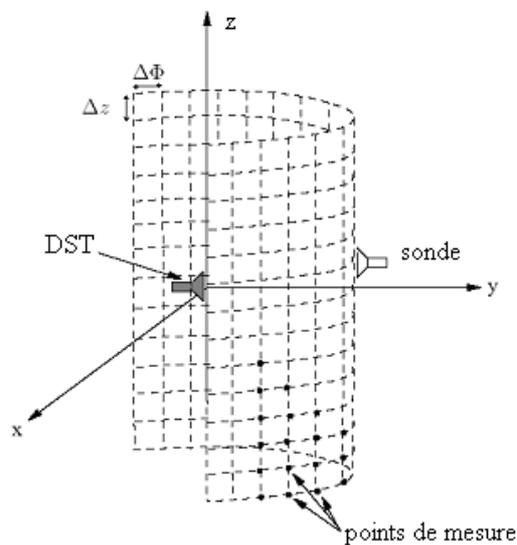


Figure II- 5 : Système de balayage d'une surface cylindrique

La surface sphérique constitue le système le plus précis, on l'utilise pour les antennes omnidirectionnelles et les antennes à faible gain, mais ce système conduit à des calculs relativement complexes, et prend un temps important pour le traitement numérique.

La surface sphérique est en général obtenue en combinant une rotation de la sonde sur un demi-cercle centré sur le DST et une rotation de  $360^\circ$  du DST suivant l'axe vertical.

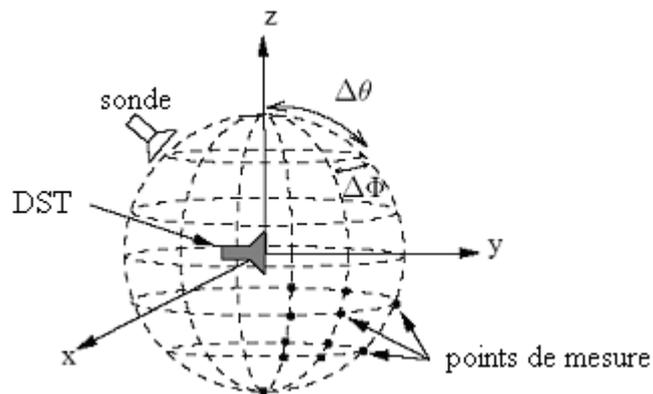


Figure II- 6 : Système de balayage d'une surface sphérique

Le choix entre ces trois surfaces dépend toujours du mode de rayonnement de l'antenne mesurée ; la surface sphérique est adaptée pour tout type de rayonnement du fait que tout le rayonnement est pris en considération. La surface cylindrique est une bonne solution pour une antenne peu rayonnante selon l'axe z (Figure II- 5), et la surface plane peut être utilisée pour des antennes directives.

Dans ce qui suit, on s'intéresse au développement de la méthode de transformation champ proche – champ lointain en coordonnées cylindriques en utilisant une méthode intégrale basée sur le balayage d'une surface cylindrique en champ proche.

Le choix de la surface cylindrique pour les mesures en champ proche est un compromis satisfaisant : en effet, une installation simple utilisant un plateau tournant qui assure les pas angulaires, et un mât vertical pour la capture du champ en différentes hauteurs, permet de couvrir la surface de mesure. Cette installation est une solution intermédiaire entre les surfaces planes qui sont moins efficaces pour des sources rayonnantes peu directives, et les surfaces sphériques coûteuses car l'utilisation d'une arche y est indispensable.

Le choix de la méthode de développement modal est lié au fait qu'avec le champ électrique tangentiel seul on aboutit à la construction du champ lointain, alors que la méthode de Huygens exige les deux champs électrique et magnétique pour la même construction. On

rappelle qu'en champ proche, le rapport liant le champ magnétique au champ électrique ne peut pas être considérée constant sur toute la surface de mesure.

### III.4. Formulation théorique en champ proche : coordonnées cylindriques

Nous allons ici développer une solution élémentaire de l'équation d'ondes en coordonnées cylindriques. Le système de coordonnées adopté est décrit dans la Figure II- 7. Toutes les sources sont contenues dans le domaine V défini par  $\rho$ , rayon du cylindre.

La résolution de l'équation d'onde vectorielle passe par la résolution de l'équation d'onde scalaire de Helmholtz associée à la fonction scalaire du champ électromagnétique  $\psi = \psi(\rho, \phi, z)$  et au vecteur d'onde  $\vec{k}$  [II- 1, II- 2]:

$$\nabla^2 \psi + k^2 \psi = 0 \quad \text{Équation II- 33}$$

En développant l'opérateur  $\nabla^2$  en coordonnées cylindriques, l'équation se réécrit :

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial \psi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k^2 \psi = 0 \quad \text{Équation II- 34}$$

Par séparation des variables, on suppose que la solution  $f$  de l'équation des ondes prend la forme suivante :

$$\psi = f_1(\rho) \cdot f_2(\phi) \cdot f_3(z) \quad \text{Équation II- 35}$$

En utilisant cette décomposition de  $\psi$ , on réécrit l'équation des ondes :

$$f_2 f_3 \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + f_1 f_3 \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} + f_1 f_2 \frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} + k^2 f_1 f_2 f_3 = 0 \quad \text{Équation II- 36}$$

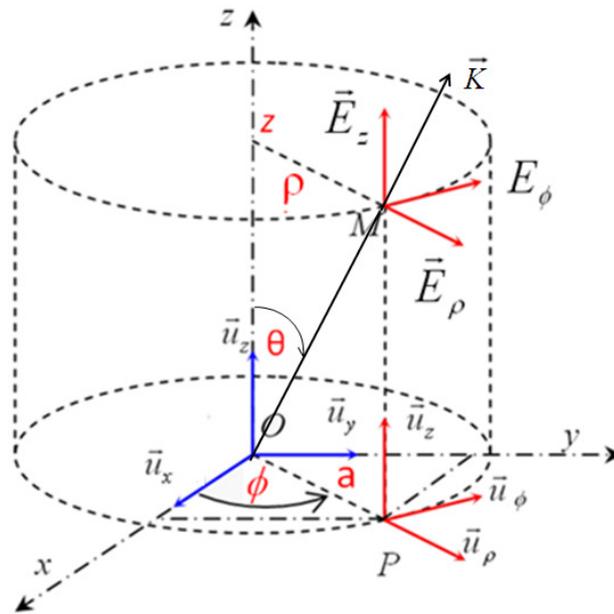


Figure II- 7 : Système de coordonnées cylindriques adopté

- On suppose  $f_3 \neq 0$ , ce qui permet de diviser l'équation précédente par  $f_3$  :

$$f_2 \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + f_1 \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} + k^2 f_1 f_2 = -\frac{f_1 f_2}{f_3} \frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} \quad \text{Équation II- 37}$$

Le terme de gauche étant indépendant de  $z$ , on peut écrire :

$$\exists h \in \mathbb{R} / \frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} + h^2 f_3 = 0 \quad \text{Équation II- 38}$$

La solution générale de cette équation différentielle s'écrit comme la somme d'une onde entrante et d'une onde sortante :

$$f_3(z) = A_h e^{jhz} + B_h e^{-jhz} \quad \text{Équation II- 39}$$

- On suppose  $f_2 \neq 0$  ce qui permet de simplifier par  $f_2$  dans l'équation des ondes :

$$f_3 \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + f_1 \frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} + k^2 f_1 f_3 = -\frac{f_1 f_3}{f_2} \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} \quad \text{Équation II- 40}$$

Le terme de gauche étant indépendant de  $\phi$  :

$$\exists n \in \mathbb{R} / \frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} + n^2 f_2 = 0 \quad \text{Équation II- 41}$$

En supposant le milieu homogène et sans discontinuité, la solution de l'équation des ondes est périodique en  $\phi$  donc  $n \in \mathbb{Z}$  et  $f_2$  s'écrit :

$$f_2(\phi) = A_n e^{jn\phi} + B_n e^{-jn\phi} \quad \text{Équation II- 42}$$

Les paramètres  $n$  et  $h$  sont dites constantes de séparation.

- On suppose  $f_1 \neq 0$  et on simplifie par  $f_1$  l'équation des ondes :

$$f_2 f_3 \frac{1}{\rho f_1} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + f_3 \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} + f_2 \frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} + k^2 f_2 f_3 = 0 \quad \text{Équation II- 43}$$

Par construction, les fonctions  $f_2$  et  $f_3$  vérifient :

$$\frac{\partial^2 f_2}{\partial \phi^2} = -n^2 f_2 \quad \text{Équation II- 44}$$

$$\frac{\partial^2 f_3}{\partial z^2} = -h^2 f_3 \quad \text{Équation II- 45}$$

Donc  $f_1$  satisfait à l'équation suivante :

$$\frac{1}{\rho f_1} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) - \frac{n^2}{\rho^2} - h^2 + k^2 = 0 \quad \text{Équation II- 46}$$

Qui se réécrit sous la forme d'une équation de Bessel :

$$\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + [(k^2 - h^2) \rho^2 - n^2] f_1 = 0 \quad \text{Équation II- 47}$$

Les solutions des équations de Bessel sont les fonctions de Bessel de première espèce  $J_n$ , ou de deuxième espèce  $Y_n$  ou de troisième espèce  $H_n^{(1)}$  et  $H_n^{(2)}$  (aussi appelées fonctions de Hankel de première et deuxième espèce). Le type de fonction de Bessel à choisir dépend du problème qu'on cherche à résoudre. Si le champ doit être défini à l'origine, la fonction de Bessel de première espèce doit être choisie car celle de deuxième espèce et les fonctions de Hankel divergent à l'origine. A l'inverse, si le champ doit être défini à l'infini, les fonctions de Hankel doivent être retenues. Une fonction de Hankel sera choisie ici.

Les comportements asymptotiques des fonctions de Hankel permettent de choisir entre la fonction de première espèce et celle de deuxième espèce.

$$\lim_{kr \rightarrow +\infty} H_n^{(1)}(kr) = \frac{e^{+jkr}}{kr} \quad \text{Équation II- 48}$$

$$\lim_{kr \rightarrow +\infty} H_n^{(2)}(kr) = \frac{e^{-jkr}}{kr} \quad \text{Équation II- 49}$$

Pour traduire une onde sortante, il faut choisir la fonction de Hankel de deuxième espèce  $H_n^{(2)}$  et pour traduire une onde rentrante, on retiendra la fonction de Hankel de première espèce  $H_n^{(1)}$ .  $H_n^{(2)}$  sera choisie comme solution.

D'une façon générale, on note  $Z_n$  la fonction de Bessel d'ordre  $n$ , et on écrit :

$$f_1(\rho) = Z_n(\rho\sqrt{k^2 - h^2}) \quad \text{Équation II- 50}$$

Finalement, la résolution par la méthode de séparation des variables de l'équation scalaire des ondes aboutit à une solution qui peut s'écrire :

$$\psi_{nhk} = Z_n(\rho\sqrt{k^2 - h^2}) \cdot e^{jn\phi} \cdot e^{j\pm hz} \quad \text{Équation II- 51}$$

A cause des fonctions de Hankel, cette équation se réduit asymptotiquement à une onde, (Annexe II), se propageant radialement vers l'extérieur.

Chaque onde élémentaire est caractérisée par le groupe de trois paramètres  $n$ ,  $h$  et  $k$ . lorsque  $n=0$ , le champ est symétrique par rapport à l'axe ; lorsque  $h=0$ , la propagation est purement radiale, et le champ est à deux dimensions seulement.

Pour des valeurs données de  $h$  et  $k$ , et en imposant des conditions initiales sur des surfaces cylindriques données, on peut construire une solution par superposition de fonctions d'ondes élémentaires, et on obtient les composantes du champ électrique résultant, en coordonnées cylindriques [II- 2]:

$$E_\rho = ih \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \frac{\partial \psi_n}{\partial r} - \frac{\mu\omega}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} nb_n \psi_n \quad \text{Équation II- 52}$$

$$E_\phi = -\frac{h}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} n a_n \psi_n - i\mu\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \frac{\partial \psi_n}{\partial r} \quad \text{Équation II- 53}$$

$$E_z = (k^2 - h^2) \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \psi_n \quad \text{Équation II- 54}$$

Tenant compte des impédances de champ cylindrique reliant les composantes des vecteurs du champ, on obtient :

$$H_\rho = \frac{k^2}{\mu\omega} \frac{1}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} n a_n \psi_n + ih \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \frac{\partial \psi_n}{\partial r} \quad \text{Équation II- 55}$$

$$H_\phi = \frac{ik^2}{\mu\omega} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \frac{\partial \psi_n}{\partial r} - \frac{h}{r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} n b_n \psi_n \quad \text{Équation II- 56}$$

$$H_z = (k^2 - h^2) \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \psi_n \quad \text{Équation II- 57}$$

Où  $a_n$  et  $b_n$  sont les coefficients modaux à déterminer à partir des conditions initiales. La direction de propagation est positive ou négative selon le signe de  $h$ .

## IV. Transformation CP – CL en coordonnées cylindriques

A partir de la connaissance des coefficients modaux  $a_n$  et  $b_n$ , le champ est connu sur la surface de mesure  $S$  (en champ proche) définie par un cylindre de rayon  $\rho = a$  et d'axe  $z$ . On s'intéresse à l'évaluation du champ dans le domaine extérieur à  $V$  (volume du cylindre), et particulièrement en champ lointain.

### IV.1. Équations de base

Deux fonctions des vecteurs d'ondes cylindriques [II- 2] pour tout  $\rho \leq a$  sont définies [II- 18]:

$$\vec{M}_{nhk} = \vec{\nabla} \wedge \psi_{nhk} \vec{u}_z \quad \text{Équation II- 58}$$

$$\vec{N}_{nhk} = \frac{1}{k} \vec{\nabla} \wedge \vec{M}_{nhk} \quad \text{Équation II- 59}$$

En utilisant l'expression du rotationnel en coordonnées cylindriques, on obtient :

$$\vec{M}_{nhk}(\rho) = \left( \frac{jn}{\rho} Z_n(\rho\Lambda) \vec{u}_\rho - \frac{\partial Z_n(\rho\Lambda)}{\partial \rho} \vec{u}_\phi \right) e^{jn\phi} e^{-jhz} \quad \text{Équation II- 60}$$

$$\vec{N}_{nhk}(\rho) = \left( -\frac{jh}{k} \frac{\partial Z_n(\rho\Lambda)}{\partial \rho} \vec{u}_\rho + \frac{nh}{k\rho} Z_n(\rho\Lambda) \vec{u}_\phi + \frac{\Lambda^2}{k} Z_n(\rho\Lambda) \vec{u}_z \right) e^{jn\phi} e^{-jhz} \quad \text{Équation II- 61}$$

où  $n$  est un entier,  $h$  est un réel,  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ ,  $\Lambda = \sqrt{k^2 - h^2}$  et  $Z_n(\rho\Lambda)$  fonction de Hankel de deuxième espèce d'ordre  $n$ .

La combinaison linéaire la plus générale des vecteurs  $\vec{M}$  et  $\vec{N}$  se présente sous la forme d'une intégrale selon  $h$  et d'une somme selon  $n$  :

$$\vec{E}(\rho) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (a_n(h) \vec{M}_{nh}(\rho) + b_n(h) \vec{N}_{nh}(\rho)) dh \quad \text{Équation II- 62}$$

$$\vec{H}(\rho) = -\frac{k}{j\omega\mu} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (b_n(h) \vec{M}_{nh}(\rho) + a_n(h) \vec{N}_{nh}(\rho)) dh \quad \text{Équation II- 63}$$

Réorganisons ces deux dernières équations, nous obtenons pour  $\rho = a$  en champ proche (exposant p):

$$E_z^p(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} b_n(h) \frac{\Lambda^2}{k} H_n^{(2)}(\Lambda a) e^{jn\phi} e^{-jhz} dh \quad \text{Équation II- 64}$$

$$E_\phi^p(\phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left( b_n(h) \frac{nh}{ka} H_n^{(2)}(\Lambda a) - a_n \frac{\partial H_n^{(2)}(\Lambda \rho)}{\partial \rho} \Big|_{r=a} \right) e^{jn\phi} e^{-jhz} dh \quad \text{Équation II- 65}$$

Le champ rayonné lointain (indice L) en coordonnées sphériques s'écrit [II- 18, II- 19, II- 20, II- 21]:

$$E_{\theta}^L(R, \theta, \phi) = -j2k \cdot \sin \theta \frac{e^{-jKR}}{R} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n b_n(h) e^{jn\phi} \quad \text{Équation II- 66}$$

$$E_{\phi}^L(R, \theta, \phi) = -2k \cdot \sin \theta \frac{e^{-jKR}}{R} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n a_n(h) e^{jn\phi} \quad \text{Équation II- 67}$$

$$\text{Et } \vec{H}^L(R, \theta, \phi) = \frac{\vec{R} \wedge \vec{E}^L(R, \theta, \phi)}{\eta} \quad \text{Équation II- 68}$$

où  $(R, \phi, \theta)$  sont les coordonnées sphériques décrites dans la Figure II- 8,  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ , et  $|h = k \cos \theta| < k$  (les valeurs  $|h = k \cos \theta| > k$  représentent les ondes évanescentes) [II- 18].

Le champ rayonné lointain dépend donc des coefficients modaux du développement du champ proche. Ceux-ci sont définis à partir de la transformée de Fourier bidimensionnelle du champ électrique proche qui s'écrit :

$$TF2D(\rho) = 1/2\pi \int_{-\infty-\pi}^{+\infty+\pi} \int E^p(\rho, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad \text{Équation II- 69}$$

En  $\rho = a$ , les coefficients modaux peuvent être calculés comme suit :

$$b_n(h) = \frac{k}{\Lambda^2 H_n^{(2)}(\Lambda a)} TF2D_{-} E_z^p(a) \quad \vec{u}_R \quad \text{Équation II- 70}$$

$$a_n(h) = \frac{1}{\frac{\partial H_n^{(2)}(\Lambda \rho)}{\partial \rho} \Big|_{\rho=a}} \left[ b_n(h) \cdot \frac{n \cdot h}{k \cdot a} \cdot H_n^{(2)}(\Lambda a) - TF2D_{-} E_{\phi}^p(a) \right] \quad \text{Équation II- 71}$$

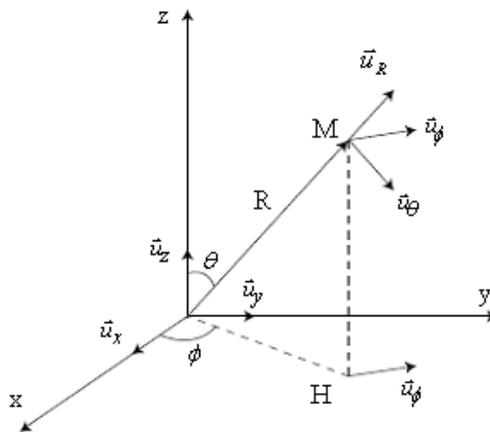


Figure II- 8 : Système de coordonnées sphériques

La fonction de Hankel et sa dérivée sont remplacées par leur développement asymptotique dans les équations Équation II-70 et Équation II-71, qui sont ensuite remplacées dans Équation II-66, Équation II-67, et Équation II-68 pour aboutir aux valeurs du champ lointain.

## IV.2. Paramétrages et règles à respecter

En pratique, la surface S entourant les sources est limitée. Les mesures sont effectuées sur un nombre fini de points. Le calcul des coefficients modaux repose sur une transformée de Fourier bidimensionnelle discrète et demande à faire un compromis car :

- un pas de mesure trop large provoque un recouvrement de spectre (aliasing), par analogie avec le théorème d'échantillonnage.
- un sur-échantillonnage conduit à traiter un nombre redondant de données, à augmenter inutilement le temps de mesure sans contribuer à une plus grande précision de résultat.

Dans sa publication, BUCCI [II- 20] spécifie le paramétrage de discrétisation à choisir pour les pas verticaux et angulaires sur le cylindre de champ proche. Le critère proposé pour les pas de mesure est de cette forme :

- échantillonnage vertical :  $\Delta z \leq \lambda/2$  Équation II- 72

Une fois estimée la largeur du domaine spectral  $[-f_{max}, +f_{max}]$ , délimitant la plage de variation du vecteur d'onde  $[-k_{max}, +k_{max}]$ , on peut appliquer le critère de Shannon pour déterminer la densité des points de mesure  $\Delta z_{max} = \pi/k_{max}$

- échantillonnage angulaire :  $\Delta \phi \leq \pi/(k \cdot \rho_{min} + 10)$  Équation II- 73

Où  $\rho_{min}$  est le rayon de la plus petite sphère qui peut envelopper le dispositif sous test.

L'Équation II-67 implique que le nombre de points de mesure selon  $\phi$  correspond au nombre de modes cylindriques pris en compte dans la représentation du champ. On peut à priori prendre le même critère d'échantillonnage sur une coordonnée curviligne que sur une coordonnée rectiligne ( $\lambda/2$ ) en l'absence de champ évanescent. Néanmoins, l'utilisation de cet échantillonnage peut conduire à un nombre excessif de points, puisque, pour une même antenne, le nombre de points est proportionnel au

rayon de mesure. Les sources produisent un champ que l'on peut décomposer en modes cylindriques. Le nombre de ces modes ne peut pas augmenter au cours de la propagation, et donc, le champ doit être échantillonné en fonction d'un critère angulaire, plutôt que linéaire. Les modes cylindriques ont un comportement à la fois évanescent et progressif selon la distance de la source et selon leur indice. On définit  $N = k \cdot \rho_{min} + 10$  [II- 18] comme le nombre de modes à utiliser. Les modes d'ordre  $n > N$  sont des ondes évanescentes et peuvent être négligés

En pratique, l'antenne doit être centrée sur l'axe du cylindre de mesure. Le rayon minimum du cylindre est défini dans la zone de champ proche actif (chapitre I : I.2.1).

### **IV.3. Association à la mesure temporelle en champ proche**

L'association de la transformation CP – CL avec la méthode de mesure outdoor transitoire ULB est réalisée en plaçant l'antenne sous test en émission. Le signal d'excitation doit couvrir la largeur de bande de fréquence dans laquelle l'antenne doit être caractérisée.

Une fois les points de mesure sur le cylindre choisis autour de l'antenne, une mesure transitoire (décrite ultérieurement) des champs tangentiels est effectuée en chacun des points. Un fenêtrage temporel pour éliminer les signaux parasites suivi d'une transformée de Fourier donnent les valeurs fréquentielles de ces champs pour toute fréquence.

### **IV.4. Programmation**

A partir des mesures transitoires des composantes tangentiels du champ électrique et après transformation de Fourier à une fréquence donnée pour les différents points, des transformées de Fourier bidimensionnelles sont calculées. Ces transformées de Fourier permettent de déterminer les coefficients des développements modaux des champs électrique et magnétique.

Pour implémenter ce formalisme, un code sous MATLAB développé dans le cadre de ces travaux nous permet, à partir des mesures sur un cylindre en champ proche, de reconstruire les champs rayonnés lointains, en coordonnées sphériques.

## V. Conclusion

La méthode de développement modal présente plusieurs avantages par rapport à la méthode de Huygens :

- d'une part, la surface de mesure peut être adaptée au rayonnement de la source, de manière à ce que soient prises en considération les composantes significatives du rayonnement, et que la mesure puisse être effectuée sur une surface non totalement fermée.
- d'autre part, en utilisant le développement modal, seul le champ électrique tangentiel doit être mesuré alors que les mesures de champ électrique et magnétique sont nécessaires dans l'application directe de la méthode de Huygens. En effet, dans la zone de champ proche, on ne peut pas déduire le champ magnétique du champ électrique, puisque les champs dans cette zone varient d'une manière indéterminée.

La méthode de développement modal nous permet de calculer les composantes du champ électrique lointain, et d'en déduire les composantes du champ magnétique lointain en utilisant l'Équation II-68.

## Bibliographie Chapitre II

- [II- 1] R.F. Harrington, “Time harmonic electromagnetic fields”, Electrical and electronic engineering series, McGraw-Hill, 1961.
- [II- 2] J.A Stratton., “Electromagnetic Theory”, New York, McGraw Hill, 1941.
- [II- 3] P. Petre, K. Sarkar, Fellow, IEEE, “Planar Near – Field to Far – Field Transformation Using an Equivalent Magnetic Current Approach”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest Volume 1, pp.561 - 564, 21-26 Jul 1996
- [II- 4] P. Petre, K. Sarkar, Fellow, IEEE, “Planar Near – Field to Far – Field Transformation Using an Array of Dipoles Probes”. Trans. Antennas Propagat., vol. 42, pp. 534–537,. Apr. 1994.
- [II- 5] M. Migliore, F. Soldovieri, et R. Pierri, “Far – Field Antenna Pattern Estimation from Near – Field Data Using a Low – Cost Amplitude – Only Measurement Setup” This paper appears in Feb 2000, Volume: 49, pp: 71-76
- [II- 6] Odile Picon et coll, “Les Antennes, théorie, conception et applications”, Dunod, Paris, 2009.
- [II- 7] David K. Cheng, “Field and Wave Electromagnetics”, Addison – Wesley, second edition, 1989.
- [II- 8] Raphaël Gillard, “Propagation des ondes électromagnétiques”, cours de troisième année, département ESC, INSA Rennes, janvier 2005. [http://webdav-noauth.unit-c.fr/files/perso/rgillard/cours\\_unit/Poly\\_M3S9.pdf](http://webdav-noauth.unit-c.fr/files/perso/rgillard/cours_unit/Poly_M3S9.pdf)
- [II- 9] Patrick Vaudon, “quelques théorèmes généraux de l'électromagnétisme”, cours de Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques IRCOM, université de Limoges. <http://master-telecom.unilim.fr/MR2/theoremes.pdf>
- [II- 10] D. T. Paris, W. M. Leach Jr., and E. B. Joy, "Basic theory of probe-compensated near-field measurements", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-26, pp. 373 - 379, 1978.
- [II- 11] Hansen T. B., Yaghjian A. D., “Formulation of time-domain planar near-field measurements without probe correction”, Report, Sep. 1991 - Aug. 1993 Rome Lab., Hanscom AFB, MA.

- [II- 12] T.B. Hansen and A.D. Yaghjian, “Planar near-field scanning in the time domain- part I: Formulation”, *IEEE Trans. antennas propagat.*, vol. 42, pp. 1280-1291, 1994.
- [II- 13] T.B. Hansen and A.D. Yaghjian, “Planar near-field scanning in the time domain- part II: Sampling theorems and computational schemes”, *IEEE Trans. antennas propagat.*, vol. 42, pp. 1292-1294, 1994.
- [II- 14] T.B. Hansen and A.D. Yaghjian, “Formulation of probe corrected planar near-field scanning in the time domain”, *IEEE Trans. antennas propagat.*, vol. 43, pp. 569-584, 1995.
- [II- 15] S. Costanzo, G. Di Massa, “Near – field to far – field transformation with planar spiral scanning”, *progress in electromagnetics research, PIER* 73, 49 – 59, 2007.
- [II- 16] Y. Rahmat – Samii, V. Galindo, R. Mittra, “A plane – polar approach for far-field construction from near field measurements”, *IEEE Trans. antennas propagat.*, vol. AP-28, no. 2, March 1980.
- [II- 17] F. D’Agostino, C. Gennarelli, G. Riccio, C. Savarese, “Data reduction in the NF-FF transformation with bi-polar scanning”, *Microwave and optical technology letters*, vol. 36, no. 1, January 2003.
- [II- 18] W.M. Leach Jr., D.T. Paris, “Probe Compensated near-field measurements on a cylinder”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 21, pp 435 – 445, July 1978
- [II- 19] O.M. Bucci, C. Gennarelli, G. Riccio, C. Savarese, “NF – FF transformation with cylindrical scanning: an effective technique for elongated antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 145, no. 5, pp 369 – 374, 1998.
- [II- 20] O.M. Bucci, C. Gennarelli “Use of Sampling Expansions Near Field – Far Field Transformations: The Cylindrical Case”. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 36, No. 6 June 1988.
- [II- 21] O.M. Bucci, C. Gennarelli, G. Riccio, V. Speranza, C. Savarese, “Efficient near-field-far-field transformation with cylindrical scanning by a finite and non redundant number of data”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 1, no. 1, pp 256 – 259, June 1995.
- [II- 22] F. Ferrara, C. Gennarelli, R. Guerriero, G. Riccio, C. Savarese, “Computation of antenna directivity from cylindrical near-fiel measurements”, *Microwave and optical technology letters*, vol. 48, no. 4, April 2006.

- [II- 23] F. D’Agostino, C. Gennarelli, G. Riccio, “Theoretical foundations of near field – far field transformations with spiral scanning”, Electromagnetics research, PIER 61, 193-214, 2006.
- [II- 24] Ludwig,, A. C., “Near-field far-field transformations using spherical wave expansions”, IEEE Trans. A & P, 214–220, March 1971.
- [II- 25] T. K. Sarkar, P. Petre, A. Taaghoul, R. F. Harrington, “An alternative spherical near field to far field transformation”, Progress in Electromagnetics research, PIER 16, 269-284, 1997.
- [II- 26] O.M. Bucci, F. D’Agostino, C. Gennarelli, G. Riccio, C. Savarèse, “Near-field – far-field transformation with spherical spiral scanning”, IEEE Antennas and Wireless Propagation letters, Vol. 2, 2003.
- [II- 27] Mohammed Serhir, “Développement de modèles de rayonnement électromagnétique à partir d’une mesure en champ proche sphérique”, thèse de doctorat, L’institut National des Sciences Appliquées de Rennes (INSA), 2007.
- [II- 28] Luca Casavola, “Caractérisation des antennes de station de base par des techniques de champ proche”, thèse de doctorat, université Paris XI UFR scientifique d’Orsay, 2003.

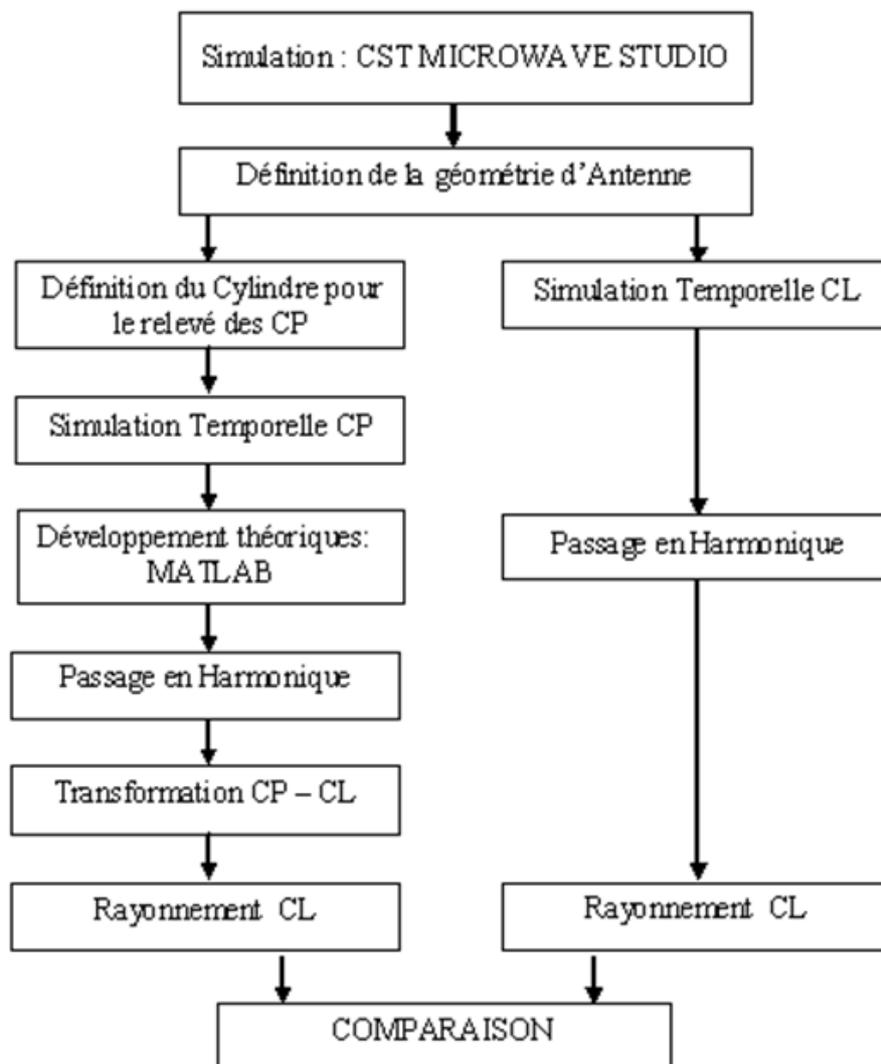
**CHAPITRE III :**  
**APPLICATION DE LA METHODE –**  
**VALIDATION PAR SIMULATIONS**  
**NUMERIQUES**



## I. Introduction

Dans le but de valider la transformation du champ proche (CP) en champ lointain (CL) selon les coordonnées cylindriques, deux sources rayonnantes différentes sont utilisées : une Ultra-Large Bande et une à bande étroite. Le logiciel CST Microwave studio est utilisé pour la simulation des antennes et la détermination théorique de leurs diagrammes de rayonnement.

La procédure appliquée pour mener à bien cette validation est résumée par le synoptique ci-dessous :



Synoptique III-1 : Principe de la validation théorique

Le principe de la validation théorique repose sur l'obtention des caractéristiques de rayonnement d'une structure rayonnante, soit directement par la simulation, soit indirectement par la détermination des composantes de champ proche électrique par simulation, puis utilisant la transformation CP – CL développée au chapitre II. La comparaison des deux diagrammes de rayonnement obtenus conduit à conclure sur la validation de l'algorithme de transformation CP – CL.

## **II. Application de la méthode à la recherche des caractéristiques d'une antenne ULB**

### **II.1. Le choix de l'antenne**

L'antenne appelée « ciseaux » (Figure III-1), a été conçue au laboratoire [III-1, III- 2]. Son comportement est 'connu' et son rayonnement en champ proche peut être 'englobé' dans un cylindre de mesures de dimensions relativement petites.

L'antenne ciseaux choisie ici a été conçue pour effectuer des mesures transitoires couvrant le spectre 300 MHz – 2,5 GHz. Cette antenne est capable de rayonner des impulsions brèves de forts niveaux (plusieurs dizaines de kilovolts crêtes) avec un minimum de distorsion.

L'antenne ciseaux fait partie des antennes filaires : elle est composée de deux brins par ligne connectés à leur extrémité. Chaque partie symétrique peut être constituée de  $n$  brins, connectés ou non entre eux. L'ensemble du dispositif est contenu dans un unique plan, d'où l'absence totale de polarisation croisée. Les qualités électromagnétiques de l'antenne dépendent essentiellement des côtes géométriques telles que la longueur (qui fixe la fréquence de coupure basse) et l'angle d'ouverture (qui fixe la fréquence de coupure haute). Des charges résistives peuvent être ajoutées aux extrémités des brins (sur les demi-longueurs supérieures), permettant d'éliminer progressivement les courants qui se réfléchissent aux extrémités de l'antenne.

Cette antenne a fait l'objet d'un dépôt de brevet lors de sa conception en 1999 par le laboratoire IRCOM (ex XLIM). Ses côtes géométriques sont :  $L = 1\text{ m}$ ,  $h = 60\text{ cm}$ , rayon (des brins) =  $1\text{ cm}$ . Un balun conçu par la société 'EUROPULSE' assure l'adaptation de l'antenne ( $200\ \Omega - 50\ \Omega$ ) et permet d'attaquer la ligne bifilaire avec une impulsion symétrique.

L'ensemble antenne – balun peut être alimenté par des impulsions allant jusqu'à 20 kV crête.

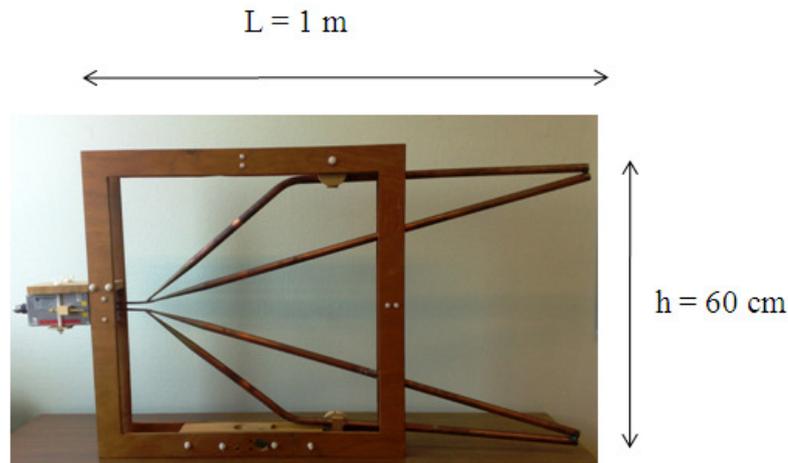


Figure III-1 : Antenne ciseaux

Le Tableau III-1 présente les principales caractéristiques de cette antenne, associée au balun :

| Caractéristiques : Antennes ciseaux ULB |   |
|---|---|
| Gain dans l'axe                         | -8 dB à 100 MHz<br>9 dB à 1 GHz                     |
| Adaptation                              | $\ S_{11}\  \leq -10\text{ dB}$ [300 MHz – 2,5 GHz] |

Tableau III-1 : Caractéristiques de l'antenne Ciseaux

La Figure III-2 représente le gain dans l'axe de l'antenne ciseaux ainsi que le coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Le gain maximal est de 9 dB pour la fréquence de 1 GHz. L'antenne est adaptée dans la bande 300 MHz – 2,5 GHz où  $\|S_{11}\| \leq -10\text{ dB}$ .

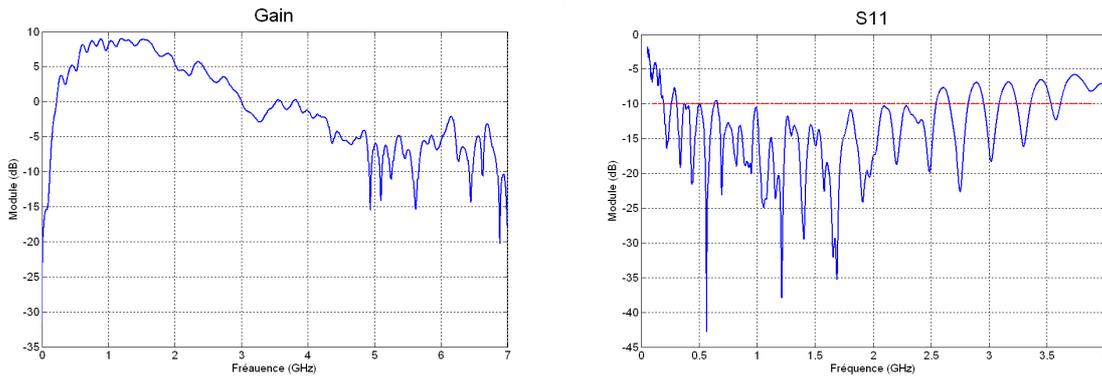


Figure III-2 : Gain dans l'axe et paramètre de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne ciseaux

## II.2. Utilisation de CST Microwave Studio pour la caractérisation des structures rayonnantes

L'antenne décrite précédemment a été modélisée sous CST (Figure III-3)

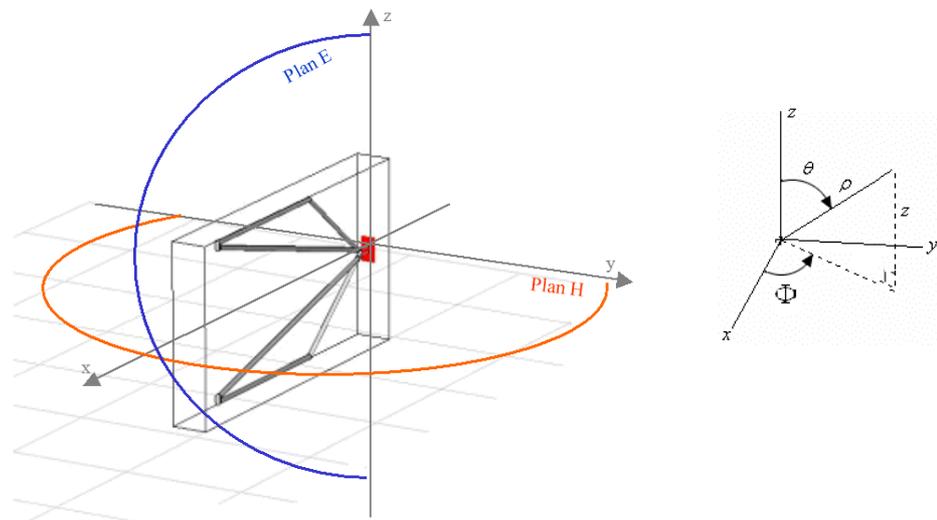


Figure III-3 : Antenne ciseaux construite sous CST

Cette antenne est alimentée par une gaussienne dont la forme et le spectre sont décrits sur la Figure III-4.

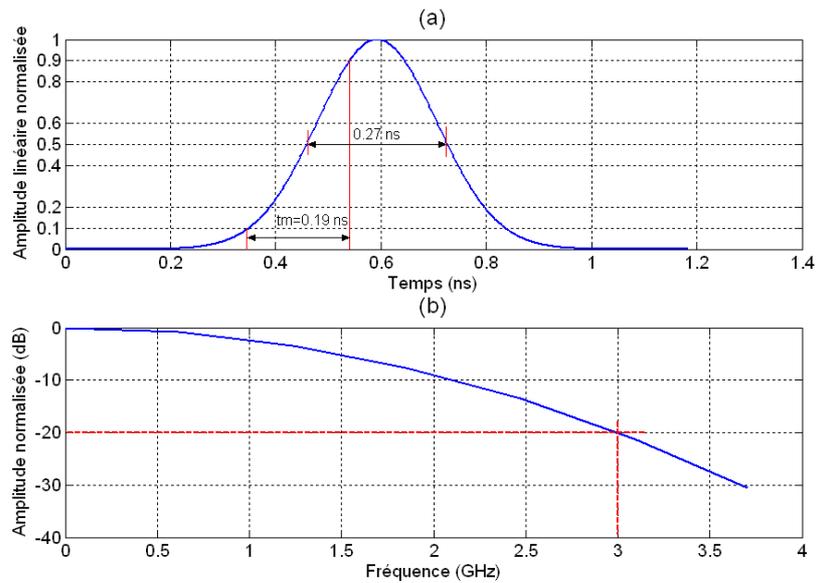


Figure III-4 : Signal d'excitation de l'antenne (a) et son spectre (b)

La détermination des champs rayonnés par simulation est réalisée dans le domaine transitoire. Les relevés de ces champs sont effectués sous CST à l'aide de sondes idéales en CP comme en CL. Le maillage du volume de calcul est une fonction de  $\lambda$  et donc fonction de la bande de fréquence couverte par l'impulsion d'alimentation. La taille maximale des mailles communément adoptée est  $\lambda/20$ .

## II.2.1. Champs lointains

Le diagramme de rayonnement à 1 GHz de cette antenne (Figure III-5), en champ lointain, est obtenu par simulation sous CST :

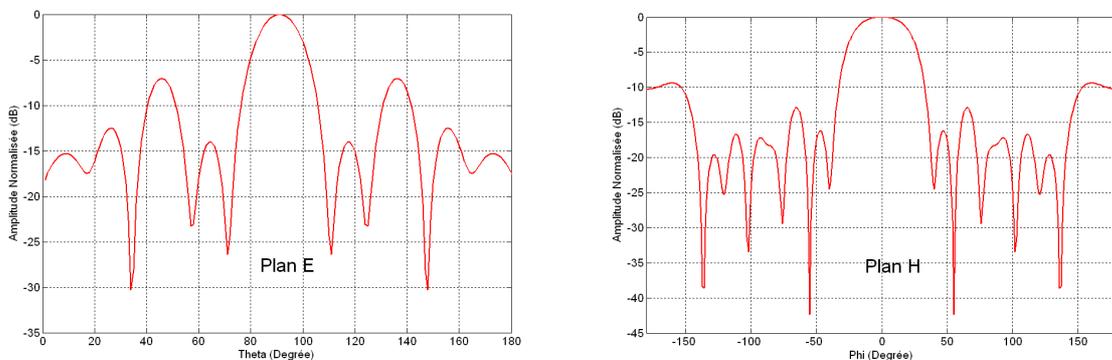


Figure III-5 : Diagramme de rayonnement de l'antenne ciseaux en champ lointain – Plan E, plan H,  $f = 1$  GHz

A la fréquence de 1 GHz, ces deux figures montrent que la majorité de l'énergie est rayonnée de manière axiale.

## II.2.2. Champs proches

L'antenne ciseaux, décrite auparavant, est positionnée dans le plan (XOZ) (Figure III-3). Cette antenne possède deux symétries, une verticale (plan XOZ) et l'autre horizontale (plan XOY). L'exploitation de cette particularité permet d'une part de diminuer le nombre de points de calcul de 75 %, et d'autre part de réduire fortement le temps de simulation.

Les simulations sont effectuées dans la bande de fréquence 500 MHz – 1,2 GHz. Le rayon du cylindre à la surface duquel les sondes sont placées doit respecter la condition du champ proche dans la zone de Rayleigh (chapitre I : I.2.1). La longueur d'onde maximale  $\lambda_{\max}$  est de 0,6 m, et la longueur minimale  $\lambda_{\min}$  est de 0,25 m. Ainsi, la zone de Rayleigh, qui prend en compte la dimension maximale de l'antenne ( $a = 1$  m) est définie par :  $0,09 \text{ m} < R < 0,833 \text{ m}$  pour 500 MHz, et  $0,03 \text{ m} < R < 2 \text{ m}$  pour 1,2 GHz. Le cylindre est centré par rapport au point d'alimentation de l'antenne, considéré comme le centre de phase. Le rayon choisi est de 1,1 m, pour que le cylindre d'une part ne touche pas les brins de l'antenne et d'autre part pour minimiser le volume du cylindre et par conséquent le volume de calcul. Le maximum calculé pour la fréquence de 500 MHz doit obligatoirement être dépassé dans ce cas.

Pour obtenir une discrétisation spatiale suffisante sur le cylindre dans la bande [500 MHz – 1.2 GHz], d'après les critères de BUCCI, les valeurs de  $\Delta z$  maximales varient de 0.1 m à 0.3 m et celles de  $\Delta \phi$  de 0.1 rad à 0.3 rad (soit  $5.7^\circ$  à  $17.2^\circ$ ).

La première étape de la simulation consiste à déterminer la hauteur du cylindre nécessaire à la transformation CP – CL : il faut en effet 'capter' le maximum de contributions en CP tout en ayant un temps de simulation raisonnable.

A partir des relevés des sondes sur une hauteur de  $\pm 5$  m face à l'antenne, les courbes représentant les valeurs crêtes temporelles, complétées par les courbes représentant les valeurs

crêtes de l’amplitude complexe associée au signal transitoire pour la fréquence de 1 GHz, sont montrées sur la Figure III-6 pour  $E_z$  et sur la Figure III-7 pour  $E_\phi$ .

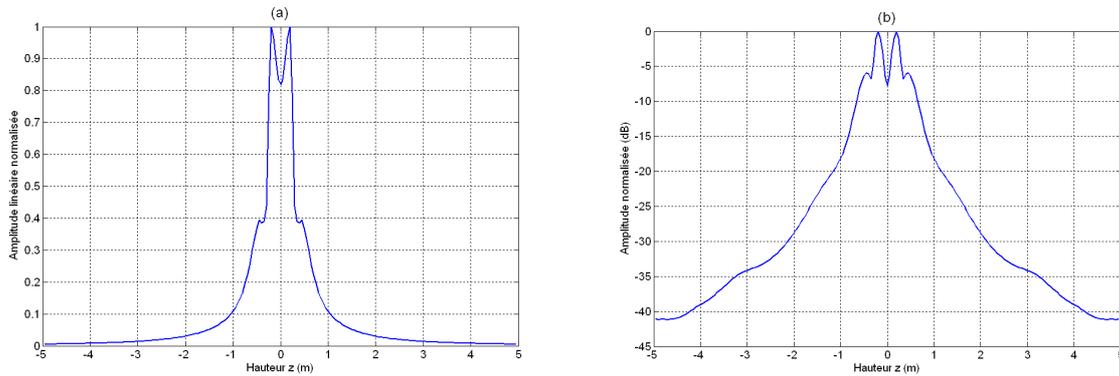


Figure III-6 : Champ proche :  $E_z$  temporel normalisé (a) et  $E_z$  à 1 GHz normalisé dans l'axe de l'antenne (b)

Sur la Figure III-6, nous constatons que les valeurs temporelles de la composante principale du champ rayonné  $E_z$ , sur une hauteur de 5 m diminue de 99.5% par rapport au niveau maximal. Après transformation de Fourier à 1GHz, nous observons que l’amplitude du champ électrique rayonnée diminue de 40 dB par rapport au niveau maximal.

Le plan E présente des valeurs nulles pour la composante  $E_\phi$ ; le plan vertical défini par  $\phi=15^\circ$  présente des valeurs importantes pour cette composante. Ce plan est choisi pour observer l’évolution de  $E_\phi$ . La Figure III-7 montre une diminution des valeurs temporelles de 98.5% par rapport au niveau maximal, et une diminution de 30 dB pour les valeurs fréquentielles à 1 GHz, et ce sur une hauteur de 5 m.

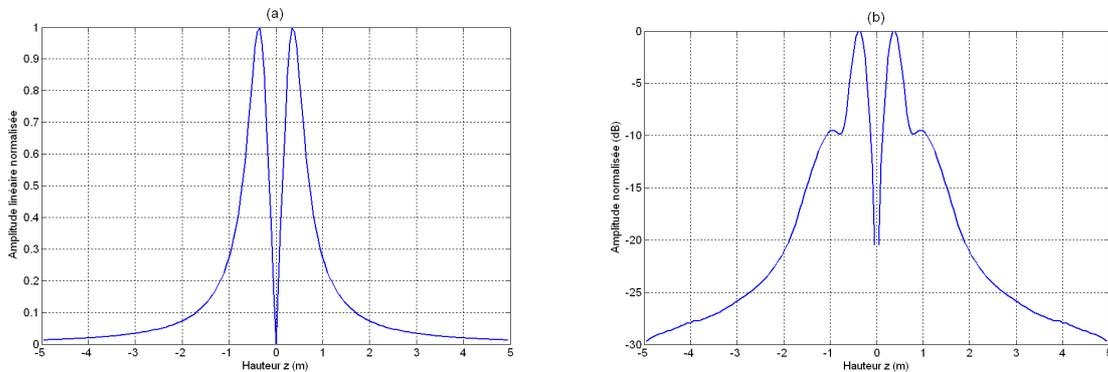


Figure III-7 :  $E_\phi$  temporel normalisé (a),  $E_\phi$  à 1 GHz normalisé dans le plan vertical  $\phi=15^\circ$  (b)

A 1 GHz, la diminution des amplitudes des champs  $E_z$  et  $E_\phi$  est très importante. Cependant, à plus basse fréquence, le diagramme de rayonnement étant moins directif, cette hauteur peut être insuffisante ce qui peut conduire à des erreurs dans la transformation CP – CL.

Pour la validation à 1 GHz, un cylindre fictif est disposé autour de l'antenne, avec un rayon de 1.1 m, et une hauteur de 10 m (Figure III-8). Les valeurs de champ sont relevées, à l'aide de sondes numériques, dans les trois directions x, y et z et ce pour les positions imposées par les critères des pas verticaux et angulaires. Un pas vertical est fixé à  $\Delta z = 0.05$  m et un pas angulaire à  $\Delta\phi = 3^\circ$ . Ainsi, un sur échantillonnage est appliqué quitte à ignorer certaines valeurs ultérieurement.

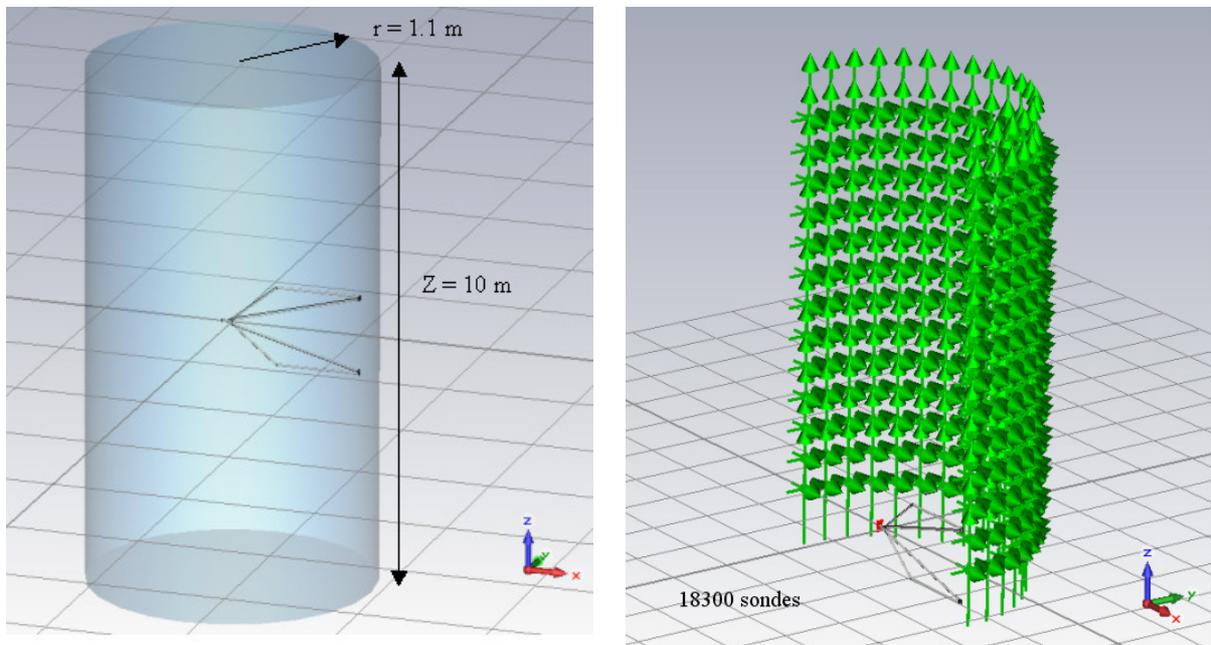


Figure III-8 : Cylindre fictif de rayon de 1.1 m entourant l'antenne, et les sondes placées sur ce cylindre

Le logiciel CST ne donne pas de résultats de champs proches en coordonnées cylindriques, un passage de coordonnées cartésiennes en cylindriques est effectué.

Pour un champ quelconque  $E(t)$ , la décomposition selon x, y et z nous donne :

$$E(t) = E_x(t)\vec{u}_x + E_y(t)\vec{u}_y + E_z(t)\vec{u}_z$$

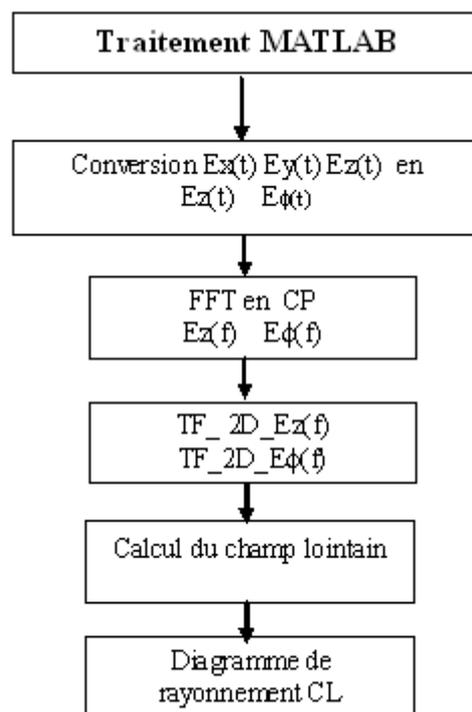
La composante  $E_\phi$  est donc calculée suivant la relation :

$$E_\phi = -E_x \sin \phi + E_y \cos \phi$$

Du fait de la double symétrie de l'antenne, les calculs ne sont effectués que pour les positions qui se répartissent dans le quart de l'espace, soit 100 hauteurs x 61 angles x 3 composantes, c'est-à-dire au total 18300 sondes de champ proche (Figure III-8). Un algorithme de placement des sondes, développé sous CST, calcule les coordonnées de chaque position sur le cylindre.

### II.3. Utilisation d'un algorithme développé sous MATLAB pour la transformation champs proches – champs lointains

Le logiciel développé sous MATLAB permet la programmation des équations de transformation CP-CL. Une fois les simulations CST effectuées, on obtient les fichiers représentant les champs électriques proches calculés dans les trois directions de l'espace. Les étapes de cette démarche effectuée avec MATLAB sont développées dans le Synoptique III-2.



Synoptique III-2 : Démarche de la transformation CP/CL traitée sous MATLAB

La procédure est alors la suivante :

- Génération des valeurs du champ en prenant en compte les symétries :
  - Dans la symétrie verticale du plan XOZ,  $E_x$  et  $E_z$  conservent la même polarisation, tandis que  $E_y$  prend une polarisation opposée.
  - Dans la symétrie horizontale du plan XOY, seule  $E_z$  conserve la même polarisation,  $E_x$  et  $E_y$  prennent des valeurs opposées.
- Calcul de  $E_\phi$  à partir de  $E_x$  et  $E_y$ .

Pour appliquer la transformation CP-CL, les valeurs du champ rayonné sur le cylindre à la fréquence de calcul doivent être obtenues. La directivité de l'antenne à 1 GHz est illustrée sur la Figure III-9.

A cette fréquence, nous obtenons 121 points séparés de 3 degrés suivant phi, et 199 points distants de 5 cm suivant z.

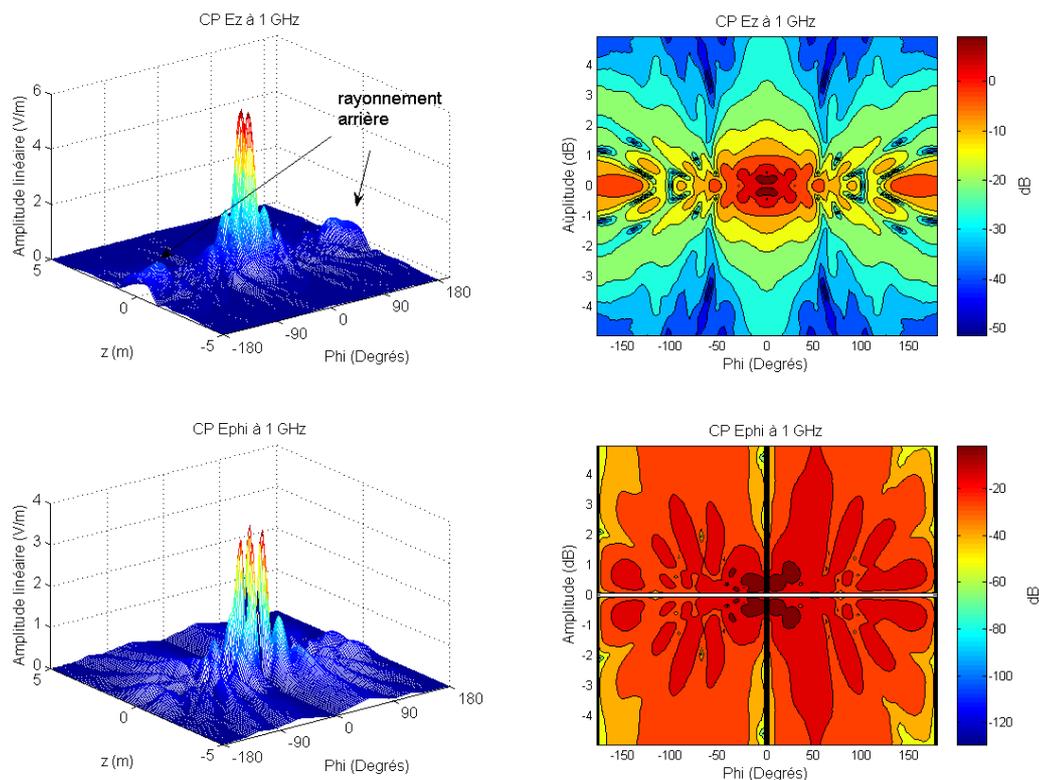


Figure III-9 : CP à 1 GHz sur le cylindre fictif

A 1 GHz, ces figures montrent que le maximum du champ est obtenu face aux deux brins de l'antenne pour  $E_z$  ( $E_z$  max. de 5,8 V/m), et pour  $E_\phi$  dans le plan  $\phi = 9^\circ$  ( $E_\phi$  max. de 3,9 V/m). De plus, l'antenne rayonne à l'arrière une valeur  $E_z$  maximale de 1 V/m. Pour  $E_\phi$ , on observe que la symétrie est valable seulement par rapport au plan horizontal.

Le calcul des coefficients modaux (Équation II-70, Équation II-71) nécessite la connaissance des valeurs des transformées de Fourier bidimensionnelle (Équation II-69) à la fréquence de calcul.

$$TF2D_{-}E_z^p = 1/2\pi \int_{-\infty-\pi}^{+\infty+\pi} \int_{-\infty-\pi}^{+\infty+\pi} E_z^p(\rho, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad \text{Équation III- 1}$$

$$TF2D_{-}E_\phi^p = 1/2\pi \int_{-\infty-\pi}^{+\infty+\pi} \int_{-\infty-\pi}^{+\infty+\pi} E_\phi^p(\rho, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{jhz} d\phi dz \quad \text{Équation III- 2}$$

La matrice de transformées bidimensionnelles dépend de deux paramètres n et h.

Les valeurs de h sont données en chapitre II : IV.1 ( $|h = k \cos \theta| < k$ ). Les valeurs de  $\theta$  dépendant du positionnement vertical sur le cylindre de champ proche. À chaque valeur de z on obtient une valeur de  $\theta$  et donc une valeur de h correspondante.

Les valeurs de n définissent le nombre de modes utilisés : les modes cylindriques ont un comportement à la fois évanescent et propagateur selon la distance de la source, et selon leur indice. Plus l'indice est grand, plus l'influence du mode est négligeable.

Nous rappelons le critère généralement utilisé qui consiste à prendre en compte un nombre de N modes tel que :

$$N = k.a + 10 \quad (\text{nombre maximal de modes}) \quad \text{Équation III- 3}$$

La valeur du nombre de modes 'n' à prendre en compte est tel que  $|n| < N$ , les modes d'ordre  $n > N$  sont évanescents, et peuvent être négligés.

D'autre part, en faisant l'analogie avec le théorème d'échantillonnage utilisé dans l'algorithme FFT,  $f_e = f_{max}/2$  avec  $f_e$  la fréquence d'échantillonnage, on aboutit aux relations suivantes :  $n_e = 2\pi / \Delta\phi$  et  $n_{max} = n_e / 2$

Les variables  $n$  et  $h$  étant indépendantes, le calcul des intégrales (Équation III-1, Équation III-2) se fait par étapes. La courbe suivante montre les valeurs de la transformée de Fourier bidimensionnelle obtenues à partir des simulations en champ proche des champs tangentiels  $E_z$  à 1 GHz.

Le nombre de modes considéré dans la figure suivante est de 121, nous observons bien la périodicité de cette transformée.

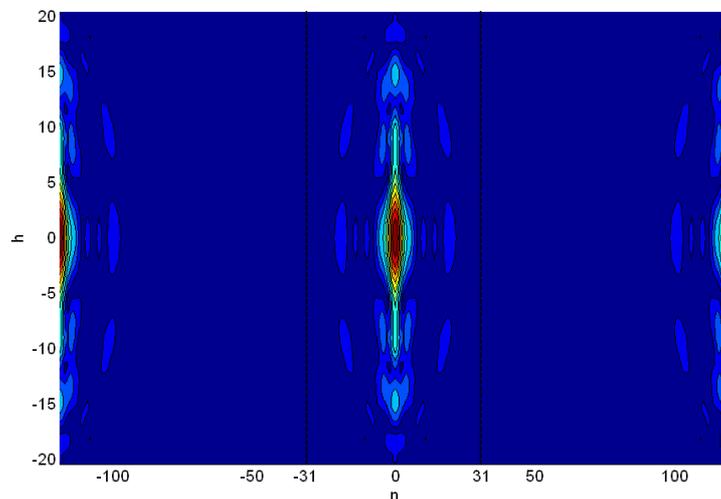


Figure III-10 : TF2D\_Ez

Dans le cas simulé ici, le nombre optimisé de modes à prendre en compte est  $|n|=31$ . L'algorithme de passage champ proche – champ lointain (CP – CL) calcule le champ rayonné lointain en déterminant les coefficients modaux à partir des valeurs de la transformée bidimensionnelle, puis en les introduisant dans les Équation II-66 et Équation II-67.

## II.4. Résultats et comparaison numérique

Afin d'effectuer la comparaison numérique, des sondes temporelles sont placées en champ lointain dans les deux plans E et H sous CST. On applique alors la transformée de Fourier

pour déterminer le diagramme de rayonnement à la fréquence considérée. Ces sondes nous permettent de comparer le champ construit avec l'algorithme développé, et celui obtenu directement par CST en champ lointain.

La Figure III-11 montre les résultats obtenus à 1 GHz dans les deux polarisations  $\theta$  et  $\phi$  et dans les plans E, H,  $\phi = 30^\circ$ , et  $\theta = 60^\circ$  :

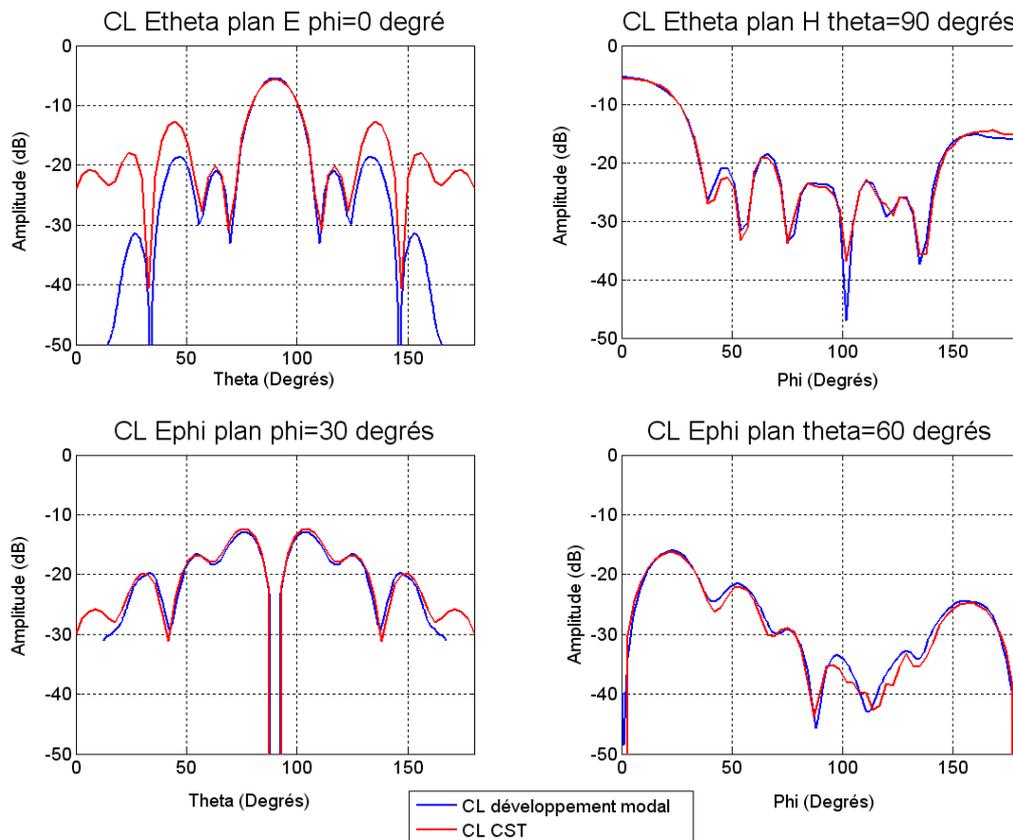


Figure III-11 : CL à 1 GHz

La Figure III-11 montre un bon accord entre les courbes construites et les courbes simulées, en termes de niveau et de forme. Pour le plan E ( $\phi = 0$ ), on peut remarquer que les lobes secondaires (à partir du deuxième), présentent des écarts supérieurs à 5 dB. Ces écarts sont dus au fait que dans les simulations CST en CP, le positionnement des sondes et le volume de calcul ont une influence notable sur les résultats des simulations. La hauteur du cylindre ainsi que les pas d'échantillonnage de par leurs valeurs ne peuvent être mis en cause dans cet écart. Ce point est abordé en Annexe III.

Le même travail a été effectué pour les fréquences 500 MHz et 1,2 GHz. Les résultats sont montrés sur les Figures III.12 et III.13 :

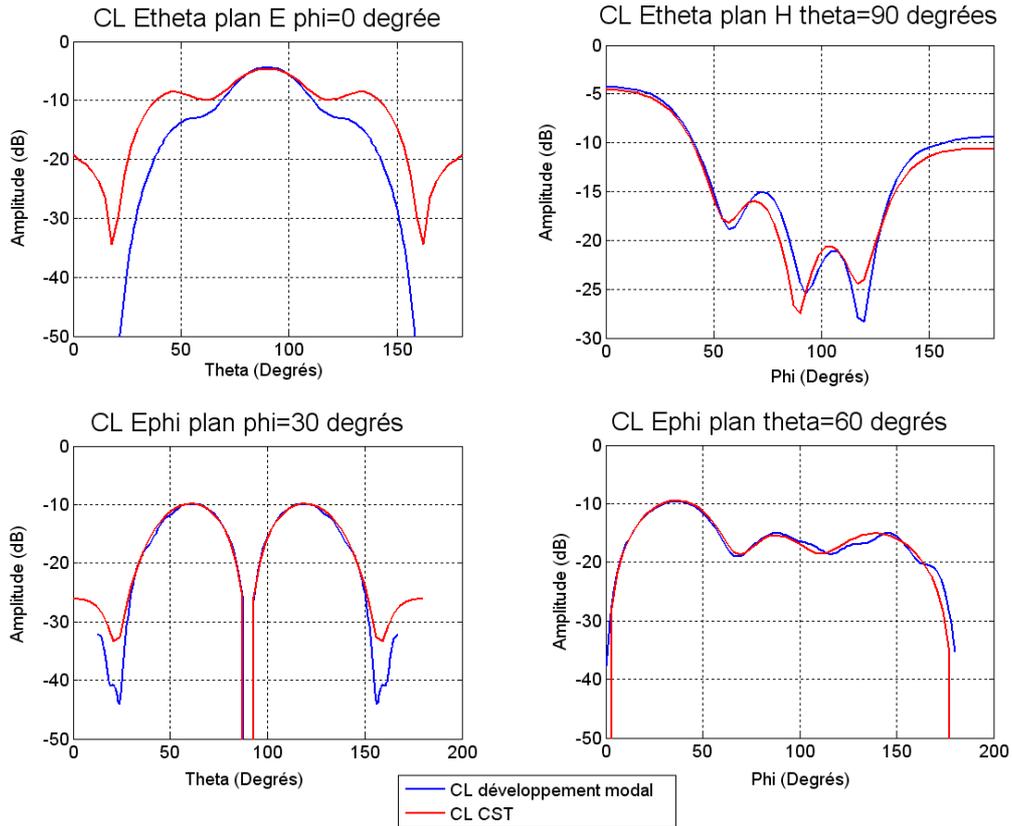


Figure III-12 : CL 500 MHz

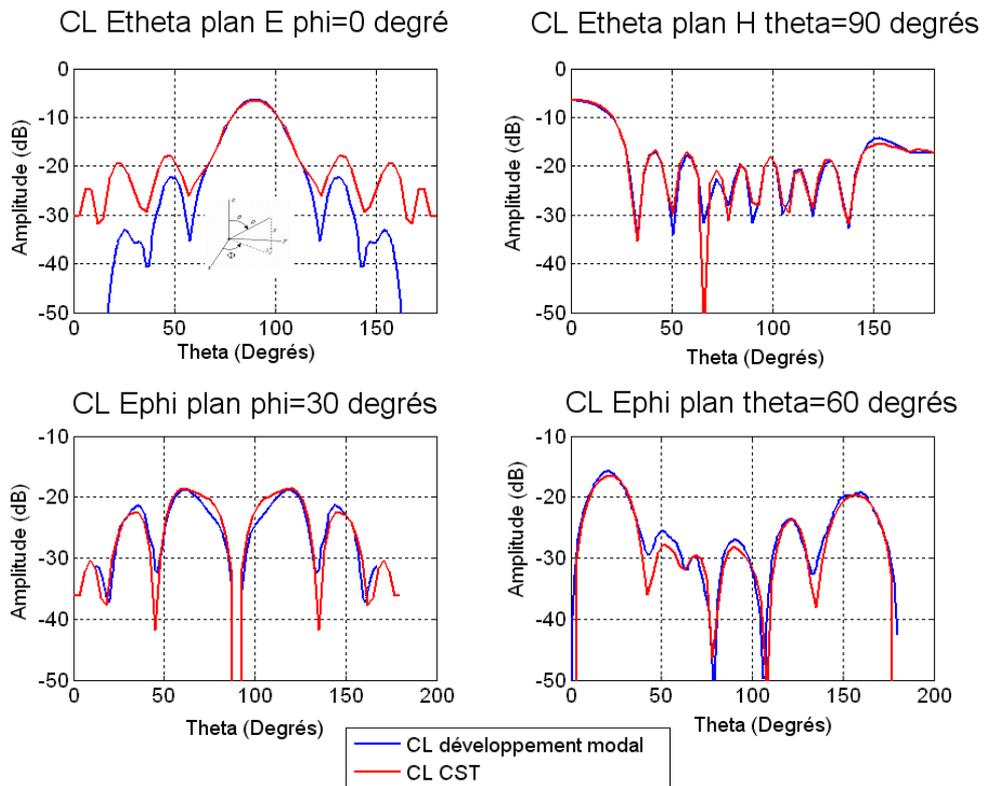


Figure III-13 : CL 1,2 GHz

Les Figures III.12 et III.13 montrent ici aussi un bon accord mais toujours avec les écarts déjà constatés dans le plan E, d'environ de 5 dB.

Etant données ces variations de comportement du logiciel CST, nous avons pris le parti de considérer que l'accord entre les résultats était suffisant pour pouvoir passer à la phase de validation expérimentale pour cette antenne.

### **III. Application de la méthode à la recherche des caractéristiques d'une antenne bande étroite.**

Après une validation théorique partant sur l'analyse du rayonnement d'une antenne ULB, et dans le but de généraliser la méthode, une antenne à bande étroite est simulée. Contrairement aux antennes ULB dédiées au rayonnement impulsionnel qui rayonnent un signal ultra court sans trop de distorsion, une antenne à bande étroite rayonne un signal d'une durée bien plus grande que celle de l'impulsion l'alimentant.

#### **III.1. Choix et présentation de l'antenne à bande étroite**

L'antenne choisie est l'antenne à Bande Interdite Electromagnétique BIE-M sectorielle conçue par le laboratoire XLIM/OSA [III- 3]. Cette antenne utilise la technique multi-source, elle fonctionne en polarisation verticale pour les systèmes 'uplink UMTS' (1,92 – 1,98 GHz) avec une directivité de 18.5 dB et une ouverture horizontale de 65°.

L'antenne réalisée comporte trois sources d'excitation espacées de  $2,2 \lambda_0$  ( $\lambda_0$  est la longueur d'onde de la fréquence centrale de cette antenne, qui est 1,95 GHz), de sept tiges métalliques de section carré de 1 cm et de périodicité de 6,05 cm. Quatre plaques de ROHACELL de permittivité relative de 1,05 et de hauteur de 8 cm ont été placées dans l'antenne pour consolider la structure sans provoquer de perturbations. Cette mousse rigide a quasiment les mêmes propriétés que l'air, et ne perturbe donc pas le fonctionnement de l'antenne. Les tiges métalliques sont insérées dans des trous préalablement formés. Les sources d'excitation sont

des antennes patch de ROHACELL, d'épaisseur de 2 mm, alimentées par des connecteurs SMA de diamètre central de 1,27 mm. Ces composants sont placés sur une plaque métallique de dimensions 130 cm x 16,4 cm. La Figure III-14 et la Figure III-15 montrent l'antenne conçue.

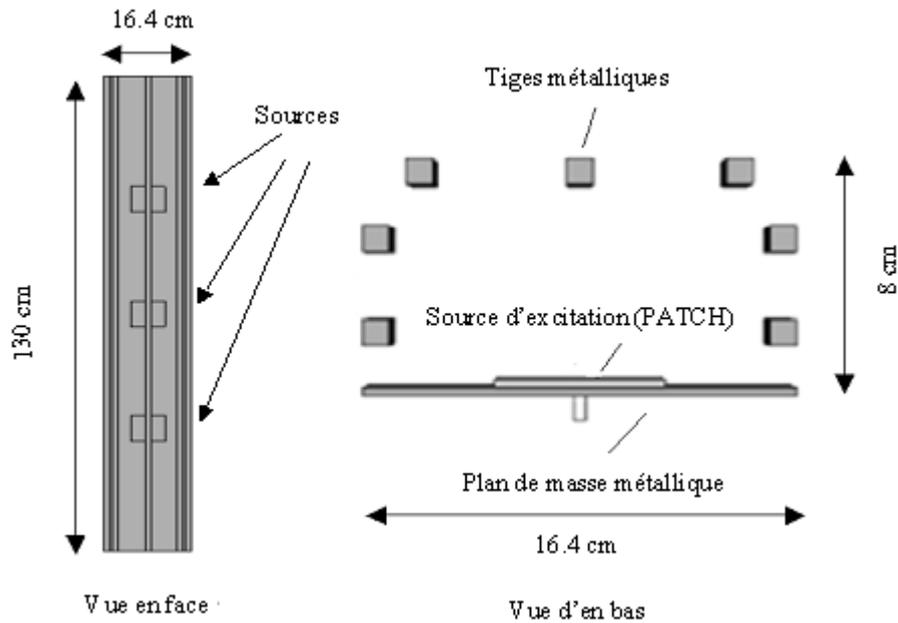


Figure III-14 : Géométrie de l'antenne BIE-M Sectorielle, vue en face et d'en bas

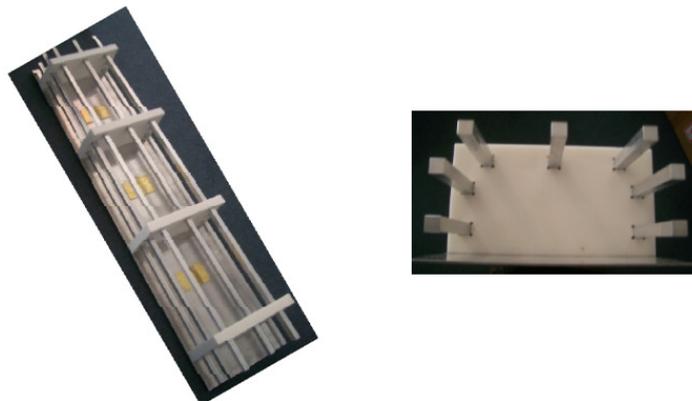


Figure III-15 : L'antenne BIE-M sectorielle réalisée

Le Tableau III-2 présente les principales caractéristiques de cette antenne :

| Caractéristiques Antennes BIE-M Sectorielle |   |
|---|---|
| Bande de fréquences                         | 1,93 GHz – 1,98 GHz                           |
| Gain  | 18 dB minimum sur toute la bande              |
| Adaptation                                  | $\ S_{11}\  \leq -10$ dB [1,93 GHz– 2,13 GHz] |

Tableau III-2 : Caractéristiques de l'antenne BIE-M Sectorielle

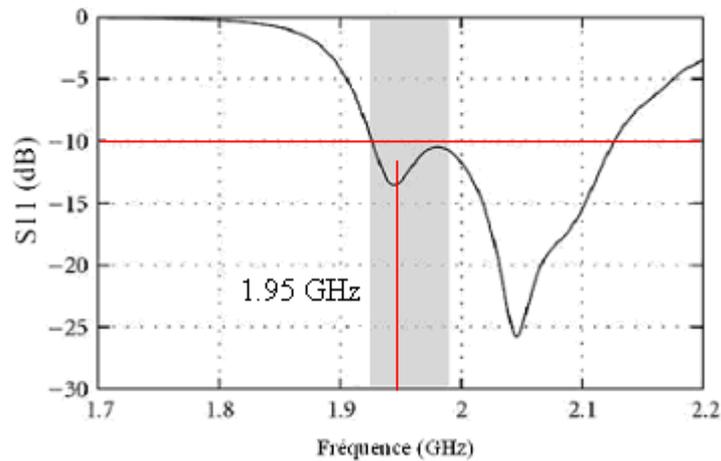


Figure III-16 : Adaptation de l'antenne BIE-M sectorielle

L'adaptation de cette antenne a été étudiée et mesurée (Figure III-16). Le module du coefficient de réflexion dans la bande de fréquence [1,93-1,98] GHz est correct puisqu'il est inférieur à -10 dB.

## III.2. Paramétrage et rayonnement théorique en CP et CL

L'antenne BIE-M sectorielle a été simulée en utilisant le logiciel CST Microwave studio. Sa géométrie ainsi que les deux plans E et H sont montrés dans la Figure III-17.

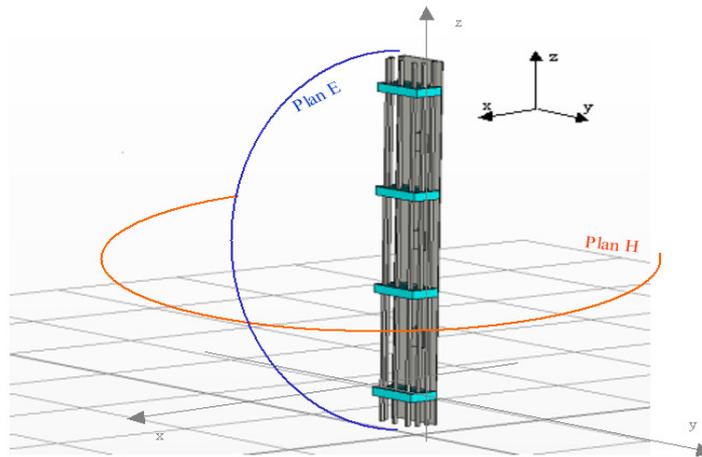


Figure III-17 : Antenne BIE-M sectorielle construite sous CST

Afin de comprendre le comportement de cette antenne, les trois sources d'excitation sont alimentées par les mêmes impulsions qui seront utilisées en expérimentation. La Figure III-18 présente ce signal ainsi que son spectre :

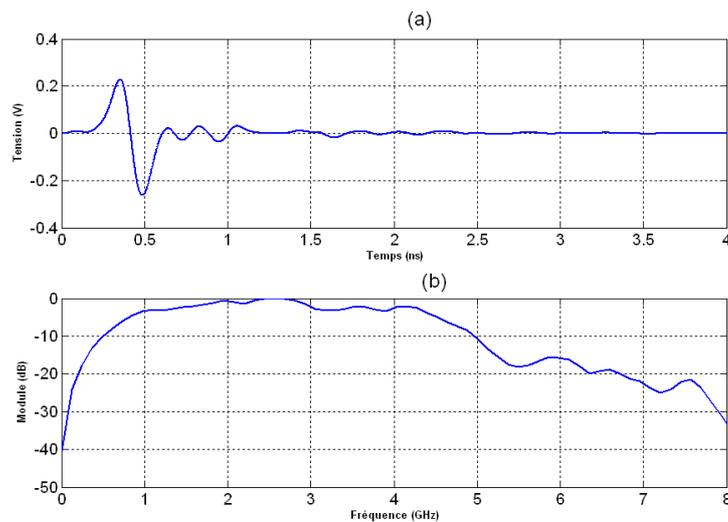


Figure III-18 : Signal d'excitation utilisé (a) et son spectre (b)

Le spectre du signal montre qu'il convient pour une analyse du comportement de l'antenne dans la bande de fréquence de travail.

### III.2.1. Champs lointains

Les résultats de simulation en champ lointain dans les plans E et H sont montrés sur la Figure III-19.

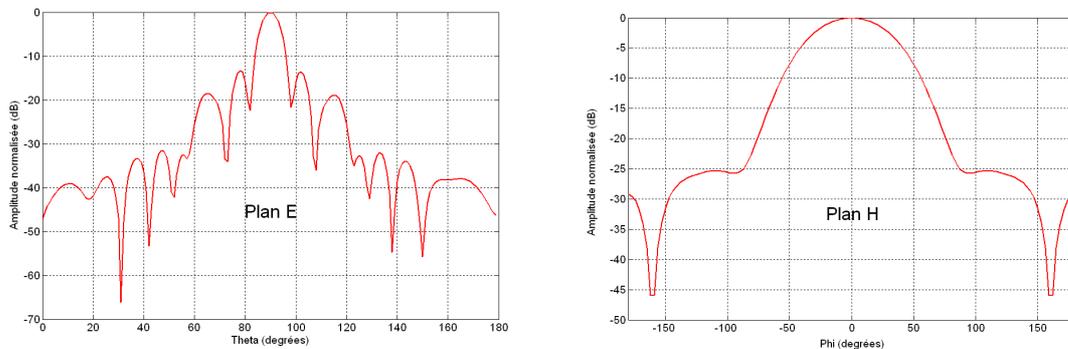


Figure III-19 : Champ lointain  $E_0$  normalisée à 1,95 GHz – Plan E, plan H

Les deux courbes montrent une bonne directivité dans le plan E et un comportement sectoriel dans le plan H.

### III.2.2. Champs proches

Les points de capture du champ proche doivent là encore respecter la distance définissant la zone de Rayleigh (zone du champ proche actif). Pour calculer cette distance, on utilise la fréquence centrale de l'antenne 1,95 GHz correspondant à une longueur d'onde  $\lambda = 0,1538$  m. La distance du champ proche actif de l'antenne sectorielle utilisée est comprise entre  $\lambda/2\pi = 0,025$  m et  $D^2/2\lambda = 4,68$  m.

Les paramètres d'échantillonnage de la surface en CP, à la fréquence de travail de l'antenne, sont  $\Delta z < 7,7$  cm et  $\Delta\phi < 4^\circ$ . En conséquence, les pas choisis pour la simulation sont  $\Delta z = 5$  cm et  $\Delta\phi = 3^\circ$ .

Pour définir la hauteur du cylindre de mesure, nous procédons de la même manière qu'auparavant : des sondes sont placées dans l'axe de l'antenne en respectant la zone de Rayleigh (Figure III-20) sur une hauteur de 3,3 m répartie de part et d'autre de l'antenne.

Dans le repère défini dans CST, la base de l'antenne est située à  $z = 0$  m et son sommet à  $z = 1,3$  m.

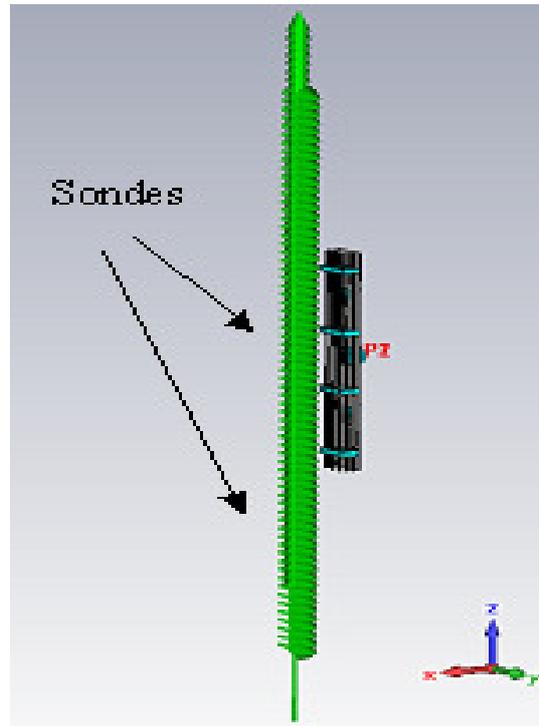


Figure III-20 : Configuration de la simulation en CP, sondes placées en polarisation verticale et horizontale en face de l'antenne

La Figure III-21 monte le champ proche harmonique (composantes  $E_z$  et  $E_\phi$ ) à 1,95 GHz (fréquence centrale du fonctionnement de cette antenne). Le champ diminue de 40 dB pour  $E_z$ , en limite de la hauteur des sondes placées, par rapport à sa valeur maximale, et varie fortement pour  $E_\phi$  puis décroît rapidement à partir d'une distance de 0,5 m au dessus et au dessous de l'antenne.

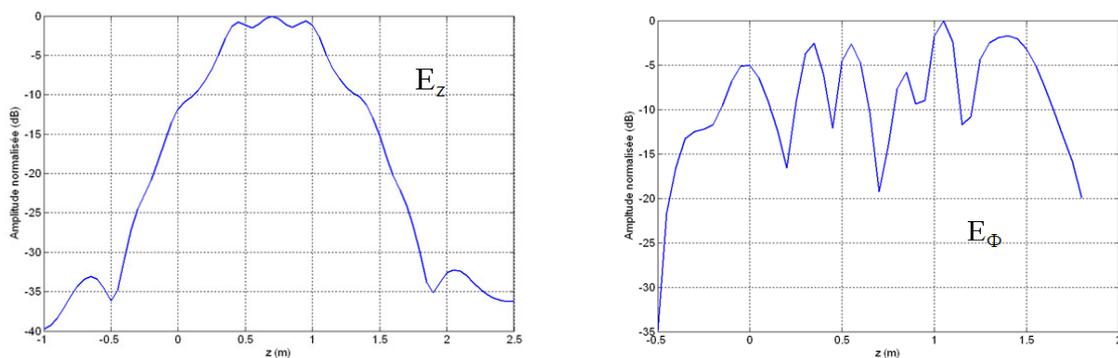


Figure III-21 : Simulation du CP  $E_z$  et  $E_\phi$  sur une ligne verticale en face de l'antenne à une distance 1m de l'antenne à 1,95 GHz

La Figure III-22 montre le cylindre fictif entourant l'antenne, défini à l'aide des résultats précédents. Le rayon choisi est de 1 m afin de minimiser le volume de calcul sous CST, et d'avoir un cas proche de la configuration expérimentale à venir. La hauteur du cylindre est de 2,3 m, ses deux bases étant situées 0,5 m au dessous et au dessus de l'antenne.

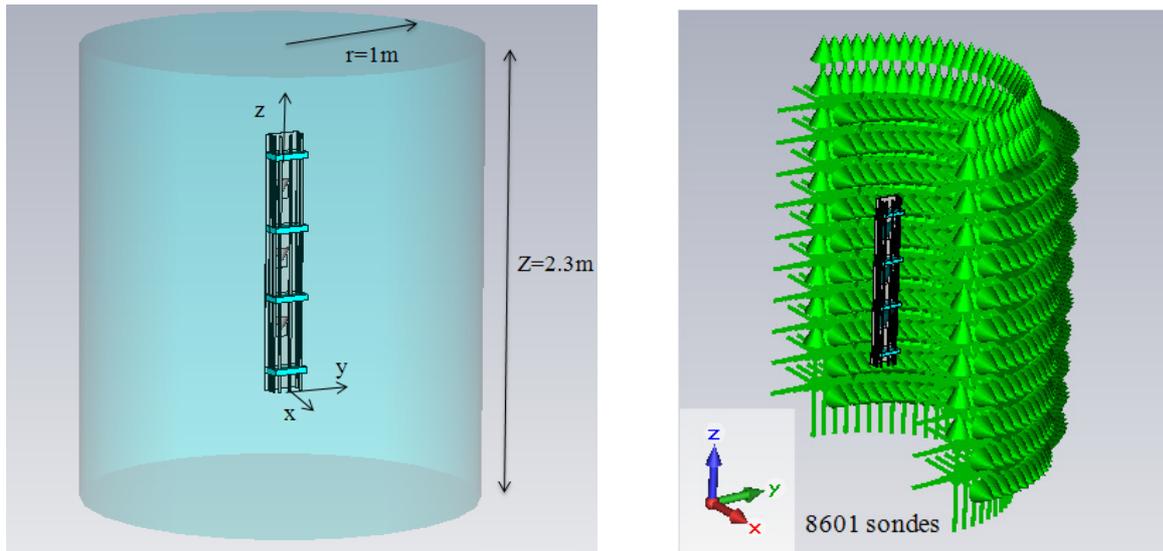


Figure III-22 : Cylindre fictif de rayon de 1m entourant l'antenne, et les sondes placées sur ce cylindre

Sur la surface de ce cylindre, en respectant les pas choisis, on place en chaque position trois sondes dans les directions  $x$ ,  $y$  et  $z$ . L'antenne présentant une symétrie verticale (plan  $XOZ$ ), seule une moitié de ce cylindre sera utilisée. La Figure III-22 montre les 8601 sondes placées en CP. Le champ proche temporel est déduit pour tout le cylindre en tenant compte de la nature de la symétrie.

### III.3. Utilisation de l'algorithme développé sous MATLAB et résultats en CP

Une fois les simulations temporelles CST en CP terminées, on reprend la même démarche que celle proposée en III-2.

Les résultats en CP à 1,95 GHz sont montrés sur les figures suivantes :

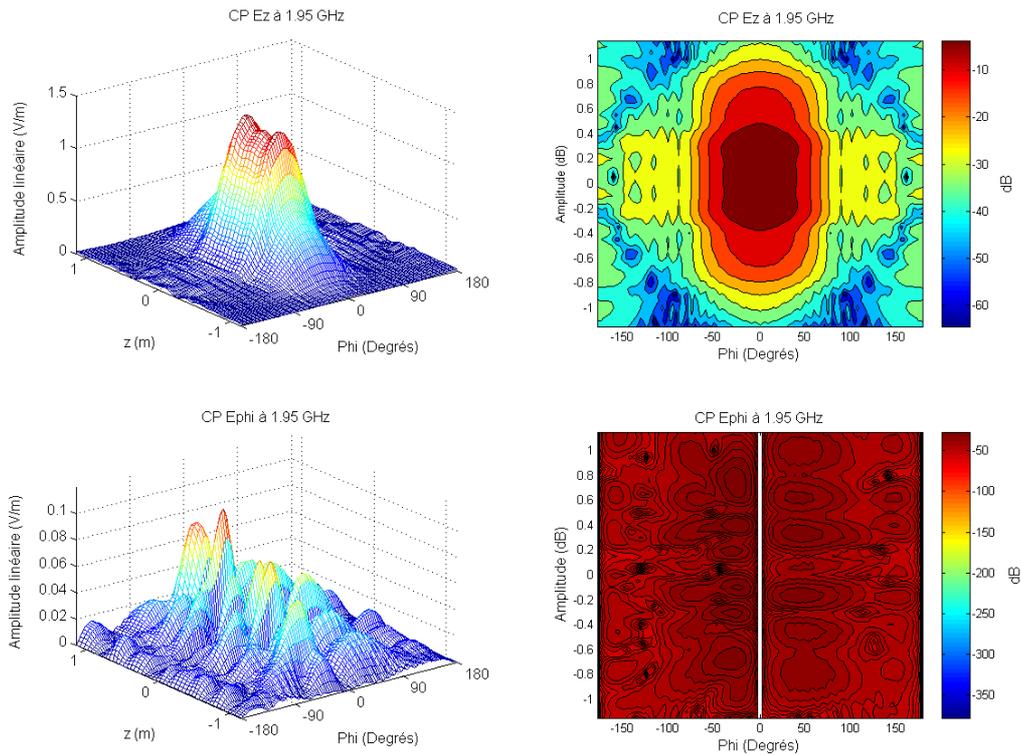


Figure III-23 : CP à 1,95 GHz sur le cylindre du CP – amplitude linéaire (V/m)

La Figure III-23 montre la directivité de l'antenne dans le plan E pour le champ  $E_z$ , et le comportement sectoriel dans le plan H. Pour  $E_\phi$ , l'antenne ne présente aucune symétrie et les valeurs maximales sont de 20 dB inférieures à celles de  $E_z$ : les valeurs de  $E_z$  présentent un maximum de 1,2 V/m dans l'axe de l'antenne, et celles de  $E_\phi$  présentent un maximum de 0,1 V/m dans le plan  $\Phi = -27^\circ$ . Ainsi, le diagramme de rayonnement de cette antenne dépend essentiellement de la composante suivant  $z$ .

En respectant le critère donné en Équation III.3 pour définir le nombre de modes pour la fréquence de calcul, à 1,95 GHz, 'n' prend les valeurs comprises entre -51 et 51.

### III.4. Résultats et comparaison numérique en CL

La démarche est similaire à celle suivie par l'antenne ciseaux, des sondes temporelles sont placées en CL dans les différents plans permettant la comparaison avec les champs lointains construits lointain par la méthode du développement modal.

La Figure III-24 montre la comparaison entre le champ  $E_\theta$  construit en CL et le champ  $E_\theta$  simulé directement en CL à 1,95 GHz, dans les deux plans E et H.

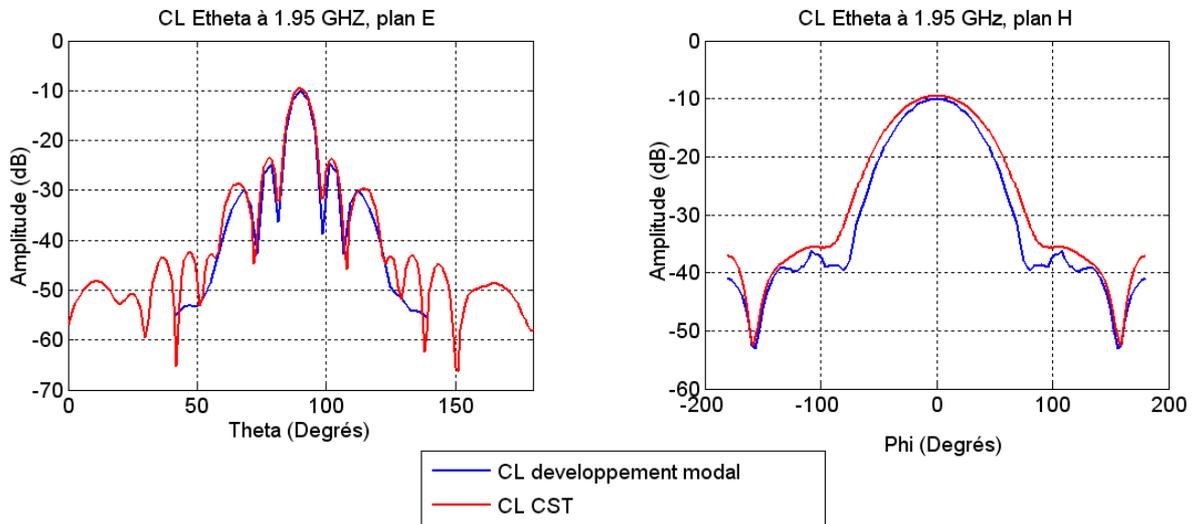


Figure III-24 : CL à 1,95 GHz

La Figure III-24 montre un bon accord entre les courbes construites et les courbes simulées, composante  $E_\theta$ , en termes de formes et de niveau. On rappelle que la construction du CL dans le plan vertical est limitée par la hauteur du cylindre.

Le même travail est réalisé pour les deux fréquences limites de la bande de fréquence 1,93 – 1,98 GHz. Les figures suivantes montrent les comparaisons pour les bornes de cette bande :

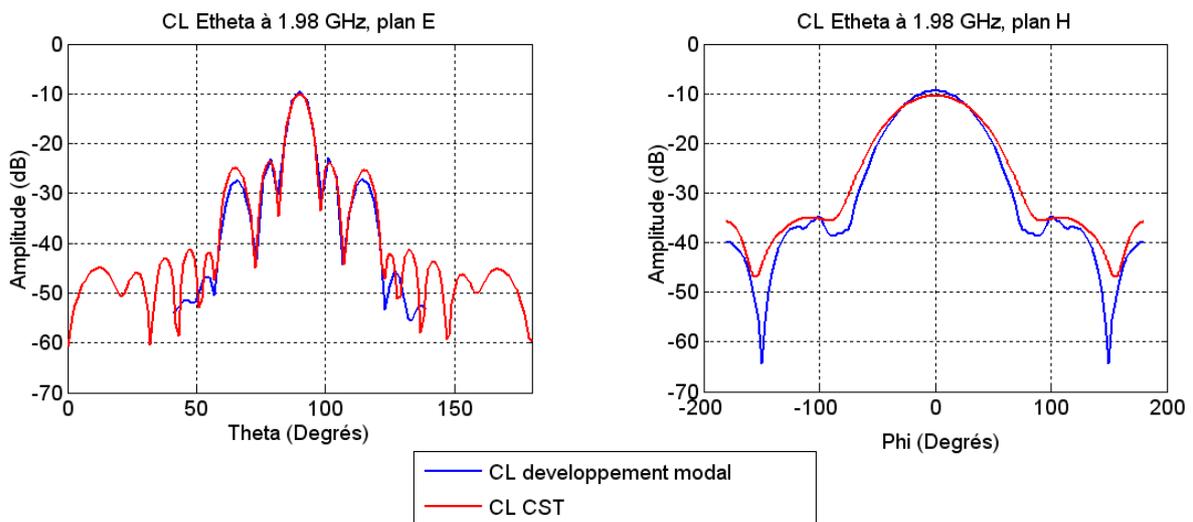


Figure III-25 : CL à 1,98 GHz

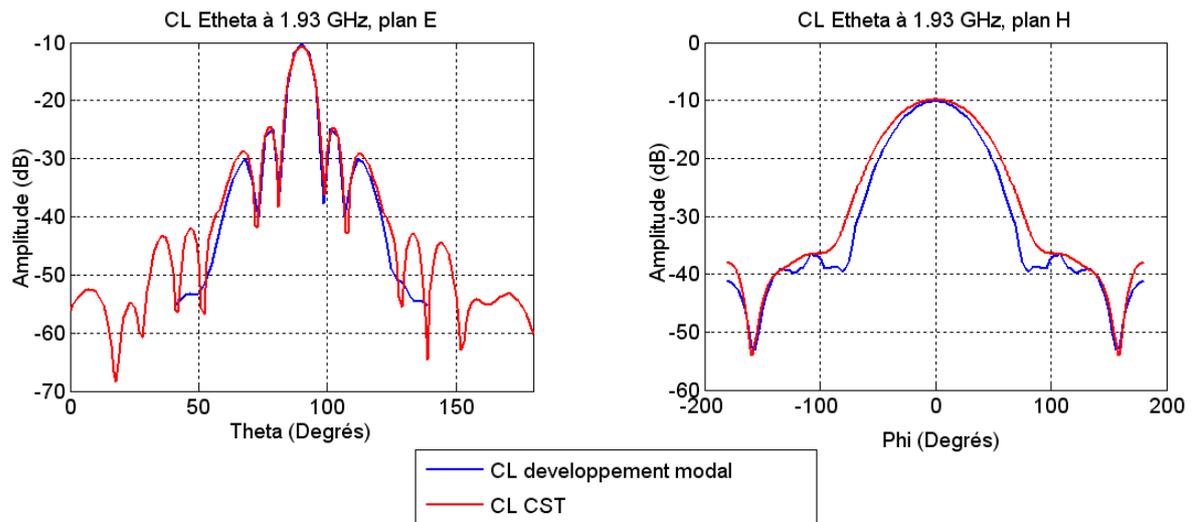


Figure III-26 : CL à 1,93 GHz

Les figures III.25 et III.26 montrent que l'antenne présente un rayonnement identique sur cette bande de travail, et montrent aussi un bon accord dans les deux plans E et H entre développement modal et CL obtenu par simulations. La comparaison entre le champ  $E_\Phi$  construit en CL et le champ  $E_\Phi$  simulé directement en CL est montrée en Annexe IV. Il est à noter que pour l'étude de l'antenne bande étroite, la confrontation des diagrammes de rayonnement dans le plan E conduit à une validation pour tous les angles, contrairement à l'étude de l'antenne ULB. Ainsi, nous pouvons valider la transformation CP – CL pour cette antenne bande étroite.

## IV. Conclusion

Les simulations de deux sources rayonnantes permettent de comprendre leur mode de fonctionnement en CP ainsi qu'en CL. La construction du CL à partir du rayonnement CP de chaque antenne a permis de valider la méthode par simulation.

Les comparaisons ont été effectuées à plusieurs fréquences et pour plusieurs polarisations lorsque cela a été possible. Dans tous les cas, nous avons montré qu'il y avait un bon accord entre les simulations effectuées par CST et l'algorithme de transformation CP – CL développé. Ces résultats doivent être vérifiés expérimentalement notamment pour l'antenne

bande étroite pour laquelle la durée du signal rayonné peut s'avérer être un point dur pour une mesure OUTDOOR.

La démarche de validation expérimentale fait l'objet du quatrième et dernier chapitre.

### **Bibliographie Chapitre III**

[III- 1] J. Andrieu, S. Nouvet, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, "Transient Characterization of a Novel Ultra-Wide Band Antenna : The Scissors Antenna" , IEEE Trans. Antennas Propagat., vol 53, no. 4, pp 1254 – 1261, April 2005

[III- 2] J. Andrieu, B. Beillard, Y. Imbs, "Wide Band Scissors Antenna", French patent – no. 99 14940, November 1999, International patent – FR 0002905, October 2000.

[III- 3] M. Hajj, E. Rodes, D. Serhal, T. Monediere, B. Jecko, "Design of Sectoral Antennas Using a Metallic EBG Structure and Multiple Sources Feeding for Base Station Applications", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 8, 2009.



**CHAPITRE IV :**  
**MISE EN PLACE DU BANC**  
**EXPERIMENTAL : VALIDATION DE LA**  
**TRANSFORMATION CP – CL PAR**  
**MESURES**



## I. Présentation de la base de mesure

La base de mesure installée est une base outdoor, transitoire, Ultra-large Bande, travaillant en zone de champ proche. Le principe de cette base, qui reprend le principe de la métrologie transitoire ULB développée par notre équipe, consiste à rayonner une impulsion ultra courte et à mesurer la réponse impulsionnelle du dispositif sous test (DST) placé en émission dans la configuration présentée dans ce chapitre. L'acquisition temporelle en champ proche permet d'éliminer les réflexions parasites. Les algorithmes de la transformée de Fourier fournissent les valeurs fréquentielles dans toute la bande couverte par le signal d'excitation. La transformation CP – CL en coordonnées cylindriques permet ainsi de construire le diagramme de rayonnement lointain du DST.

Les avantages principaux de cette base de mesure se résument par :

- Installation simple : un mât vertical et un plateau tournant assurent le positionnement pour une mesure des champs en coordonnées cylindriques.
- Temps de mesure réduit : une simple acquisition couvre une large bande de fréquence.
- Coût raisonnable de l'infrastructure : installation outdoor ou dans une salle suffisamment grande qui ne nécessite pas le recours à une chambre anéchoïque.
- Adaptée pour des sources rayonnantes de larges dimensions.

En revanche, cette base de mesure présente quelques contraintes :

- Nécessité de se placer dans un environnement permettant une élimination aisée des échos indésirables.
- La hauteur limitée du cylindre conduit à une certaine restriction pour l'utilisation de cette base de mesure à la caractérisation d'antennes directives ou sectorielles.

Dans ce qui suit, nous allons présenter cette base de mesure, puis valider la transformation CP – CL via une mesure transitoire impulsionnelle pour deux types de sources rayonnantes, l'une ULB et l'autre à bande étroite.

## I.1. Configurations matérielle et logicielle

La configuration de notre base de mesure est schématisée en Figure IV-1. Un générateur impulsionnel alimente le DST, qui rayonne à son tour une impulsion temporelle. Un capteur de champ reçoit ce signal rayonné qui est transmis à l'aide de câbles à l'oscilloscope numérique.

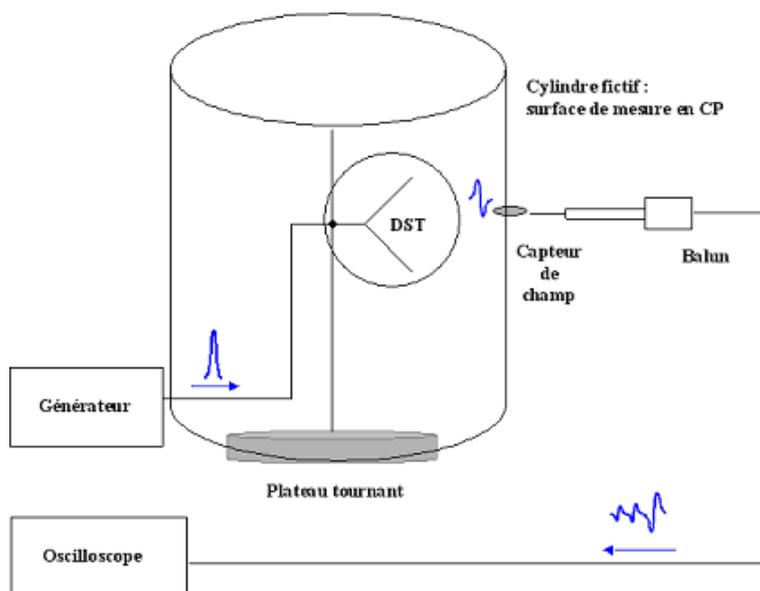


Figure IV-1 : Configuration expérimentale

Pour la validation, le DST utilisé est soit une antenne ULB, soit une antenne bande étroite. La différence majeure entre ces deux types d'antennes est que la première rayonne l'impulsion sans trop de dispersion, tandis que la deuxième la rayonne avec une forte dispersion (Figure IV-2).

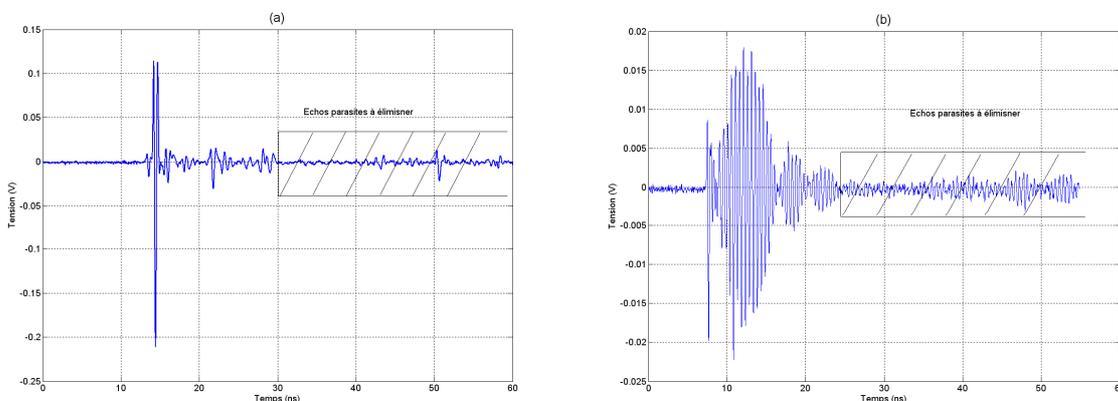


Figure IV-2 : Allure de l'impulsion mesurée par le capteur, rayonnée par une source ULB (a) et bande étroite (b)

Cette base de mesure est constituée d'une instrumentation fixe, d'un système de pilotage et d'acquisition, et d'un capteur de mesure.

### **I.1.1. Instrumentation fixe**

La base de mesure transitoire outdoor impulsionnelle est développée dans la salle de mesure de CISTEME située à Brive La Gaillarde. Elle comporte les éléments décrits dans les paragraphes ci-dessous.

#### **a. Plateau tournant**

Fabriqué par SIEPEL, ce plateau tournant est constitué d'un châssis mécano-soudé. Le plateau amovible d'un diamètre 1,5 m est recouvert d'un disque galvanisé en acier constituant le plan de masse (Figure IV-3). Un moteur brushless assure la rotation du plateau par l'intermédiaire d'une couronne d'orientation fixée sur le châssis. Le variateur du moteur est relié, par une liaison fibre optique à un contrôleur (GPIB).



Figure IV-3 : Plateau tournant

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- charge admissible : 1000 kg
- hauteur : 260 mm

- rotation : 0/360°
- vitesse de rotation : 0 à 2 tours/minute
- précision :  $\pm 0,5^\circ$

Ce plateau assure la rotation des différents DST, et les variations angulaires avec une précision acceptable.

## **b. Mât vertical**

Le mât vertical est fabriqué par 'euro EMC positioning systems'. Le support d'antenne est fabriqué en fibres de verres renforcées par du plastique. Il peut supporter un poids maximal de 22 Kg pour des hauteurs variant de 1 à 6 m (Figure IV-4).



Figure IV-4 : Mât vertical

Ce mât est à action mécanique manuelle.



Le niveau et la bande passante du signal sont suffisants pour une analyse dans la bande 100 MHz – 3 GHz, et la forte fréquence de répétition (de 10 KHz) du signal facilite une acquisition rapide.

### e. Câbles de connexion

Les câbles utilisés sont capables d'assurer la propagation d'une impulsion extrêmement brève, d'une durée typique de quelques nanosecondes. Ces câbles sont caractérisés dans le but de connaître leurs atténuations par rapport à la fréquence, afin d'apporter les corrections nécessaires lors du traitement des mesures.

### f. Balun

Un Balun (Balanced-unbalanced) est un élément assurant les fonctions de symétrisation de l'impulsion, d'adaptation d'impédance et de transition entre l'alimentation électrique et le dispositif rayonnant, par exemple entre la ligne d'alimentation et l'entrée de l'antenne (Figure IV-7).

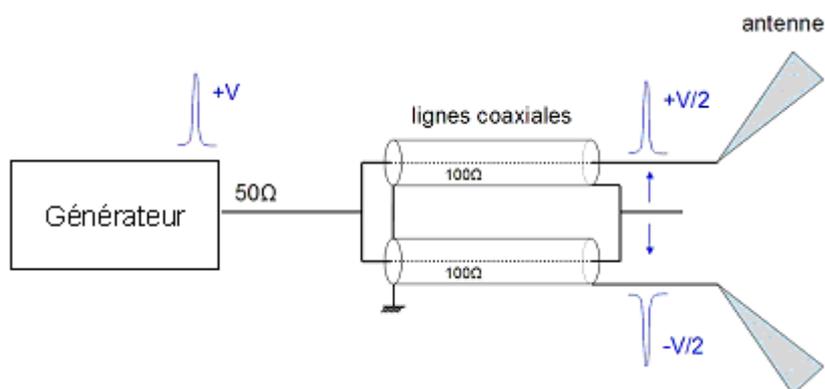


Figure IV-7 : Schéma de principe d'un balun utilisant des lignes

On l'utilise pour certaines antennes comme les ciseaux, ainsi que pour les capteurs de champ électrique.

### I.1.2. Sonde temporelle – capteur

Le laboratoire dispose d'un capteur de champ électrique passif, il s'agit du modèle AD-55, de la marque PRODYN. La Figure IV-8 montre l'AD-55 associé à un balun. Les caractéristiques géométriques de ce capteur sont montrées dans la Figure IV-9, et les caractéristiques techniques sont indiquées dans le Tableau IV-1.



Figure IV-8 : Capteur de champ électrique type AD fabriqué par Prodyn

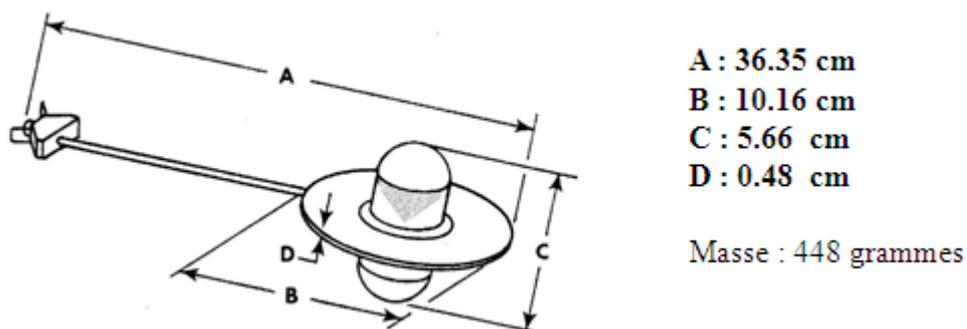


Figure IV-9: Caractéristiques géométriques du capteur

|                                  |          |
|----------------------------------|----------|
| Fréquence de coupure (-3 dB)     | 2 GHz    |
| Temps de montée (10%-90%)        | < 170 ps |
| Tension crête maximale de sortie | ± 1,5 KV |

Tableau IV-1 : Caractéristiques techniques associées au capteur AD-55

Ce capteur délivre à sa sortie, une tension  $V_0$  proportionnelle à la dérivée de l'induction électrique (D) (c'est-à-dire proportionnelle à la dérivée du champ électrique (E) environnant).

$$V_0(t) = R \cdot A_{eq} \cdot \frac{dD(t)}{dt} \quad \text{Équation IV- 1}$$

$V_0$  : tension à la sortie du capteur

$R$  : impédance caractéristique (100 ohms)

$A_{eq}$  : aire équivalente du capteur ( $3 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ )

$D$  : induction électrique ( $D = \epsilon_0 \cdot E$  où E est le champ électrique)

Le champ électrique est déduit en effectuant l'intégration suivante :

$$E(t) = \frac{1}{R \cdot A_{eq} \cdot \epsilon_0} \cdot \int_0^t V_0(u) du \quad \text{Équation IV- 2}$$

Cette équation se traduit dans le domaine fréquentiel par :

$$E(f) = \frac{1}{R \cdot A_{eq} \cdot \epsilon_0} \cdot \frac{1}{2\pi f j} V(f) \quad \text{Équation IV- 3}$$

Le facteur d'antenne (FA) du capteur est déduit de cette formule :

$$|FA| = \left| \frac{E(f)}{V(f)} \right| = \left| \frac{1}{R \cdot A_{eq} \cdot \epsilon_0 \cdot 2\pi f j} \right| \quad \text{Équation IV- 4}$$

Le FA est exprimé en  $[\text{m}^{-1}]$ .

## **I.2. Pilotage et acquisition des mesures**

La base de mesure est semi – automatisée ; un programme de pilotage développé sous le logiciel Labview permet de commander la rotation du plateau tournant dans un intervalle angulaire défini et suivant des pas fixés par l'utilisateur. Ce logiciel permet pour chaque position du capteur de générer une impulsion et d'attendre que le signal reçu soit échantillonné par l'oscilloscope pour être ensuite enregistré.

Les variations en hauteur se font manuellement, ce qui, entre autre, provoque des erreurs de positionnement. Un nouveau mât automatisé, nouvellement acquis, est en cours d'installation. Ce mât permettra de faire varier la hauteur et d'incliner le capteur d'un angle prédéfini fonction de la hauteur et de la distance de mesure.

## II. Mesure et validation

### II.1. Protocole de prise en compte des capteurs et des câbles

#### II.1.1. Passage de la tension mesurée en champ électrique

Pour passer de la valeur de tension mesurée en champ électrique, deux méthodes sont possibles :

- La première repose sur l'utilisation de l'Equation IV.2. Elle implique la nécessité d'aligner mécaniquement le plan de masse du capteur avec le centre de phase de l'antenne (Figure IV-10). Cette opération s'avère délicate lors de l'expérimentation manuelle, et conduit à des erreurs de positionnement.

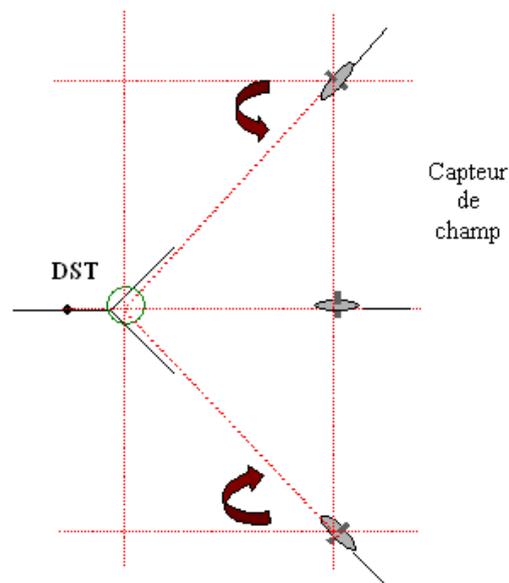


Figure IV-10 : Alignement mécanique du plan du capteur avec le centre de phase de l'antenne

- La deuxième méthode consiste à utiliser la fonction de transfert ‘mesurée’ du capteur (définie ci-dessous), qui est fonction de l’angle d’incidence du champ. Ceci évite les erreurs de repositionnement dues au pivotement du capteur.

## II.1.2. Fonction de transfert du capteur

La fonction de transfert de cette sonde temporelle est le rapport de la tension à sa sortie sur le champ rayonné dans sa direction (Annexe VI). Cette fonction de transfert est l’inverse du facteur d’antenne (FA) et s’exprime en [m].

Le FA du capteur est montré dans la Figure IV-11 pour une fréquence de 1.95 GHz, suivant les différents angles d’inclinaison.

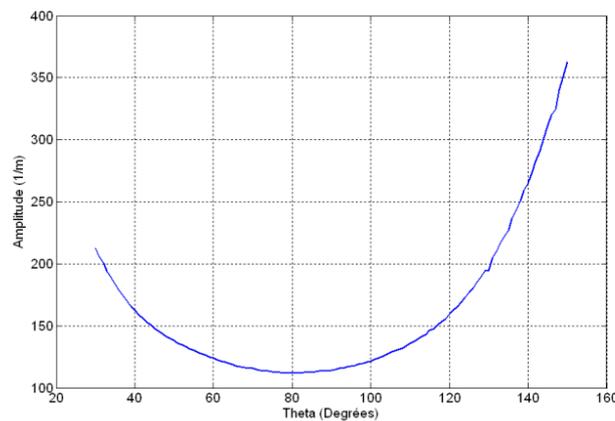


Figure IV-11 : FA du capteur AD-55 à 1,95 GHz dans le plan E

Dans le plan H, le capteur est considéré omnidirectionnel. Dans la suite, le FA est utilisé pour calculer le vrai champ mesuré par le capteur, puisque, selon la hauteur, le champ illumine le capteur suivant différents angles d’incidence.

## II.1.3. Prise en compte de la hauteur du capteur

Pour respecter la direction de propagation du champ électrique, il faut tenir compte de l’orientation du capteur par rapport au centre d’alimentation de l’antenne (ou centre de phase).

L'estimation des angles d'incidences (l'angle d'inclinaison supposé du capteur) dépend du centre de phase de l'antenne. Dans ce qui suit, trois cas sont considérés :

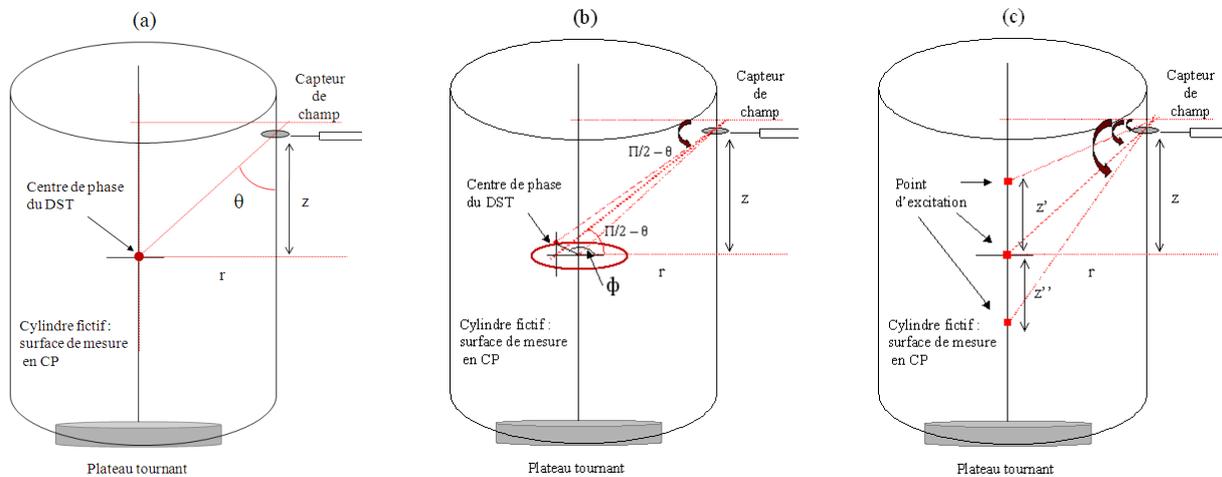


Figure IV-12 : Calcul de l'angle d'inclinaison du capteur

- Centre de phase sur l'axe du cylindre (Figure IV-12 (a))

L'angle d'incidence, dépendant de chaque hauteur, est calculé comme suit :

$$\text{Angle d'incidence} = \text{atan}(z / r).$$

- Centre de phase décrivant un cercle dans le plan horizontal (XOY) : antenne mono source de grande dimension par exemple.

L'angle d'incidence dans ce cas dépend de chaque hauteur  $z$  et de chaque angle  $\phi$ . il est calculé par rapport au centre du cercle (comme dans le premier cas), puis en y ajoutant l'angle correspondant à la projection de la position suivant  $\phi$  sur le plan (XOZ) (Figure IV-12 (b)).

- Centre de phase indéterminé : système multi source par exemple

L'angle d'incidence dans ce cas est calculé par moyennage des  $n$  angles d'incidence, correspondant aux  $n$  excitations. Dans la Figure IV-12 (c), on montre un exemple utilisant trois sources alignées selon l'axe vertical.

## II.1.4. Prise en compte des câbles

Pour prendre en compte les pertes et la dispersion induites par les câbles et dans le but de trouver les vraies valeurs des champs rayonnés, une mesure de la fonction de transfert des câbles est nécessaire. Leurs caractéristiques fréquentielles sont obtenues par le rapport des transformées de Fourier du signal mesuré à l'extrémité des câbles reliés les uns aux autres et du signal fourni par un générateur couvrant le même spectre que celui utilisé dans le banc de mesure.

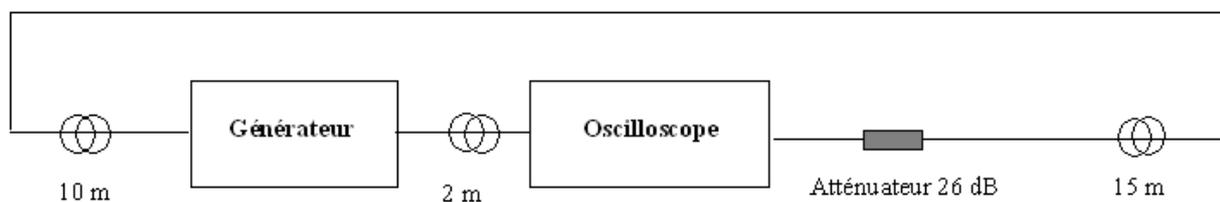


Figure IV-13 : Principe de mesure à vide

La Figure IV-13 est un exemple de configuration de cette mesure. Un atténuateur est utilisé pour diminuer le niveau du signal émis et le rendre compatible au niveau acceptable par l'oscilloscope. Cette mesure permet de déterminer les vraies valeurs de champs rayonnés, et ainsi comparer les niveaux des champs lointains construits via l'algorithme CP – CL et ceux mesurés.

## II.1.5. Détermination du temps clair : élimination des échos parasites

Le fenêtrage temporel est une opération qui permet l'élimination des échos parasites comme ceux liés à l'effet de la réflexion du signal rayonné sur l'environnement de l'antenne mesurée. Les premières réflexions viennent le plus souvent du sol et des murs. Une antenne large bande telle que l'antenne ciseaux rayonne le signal ultra court avec très peu de dispersion ce qui facilite la détection des échos, et ainsi leur élimination.

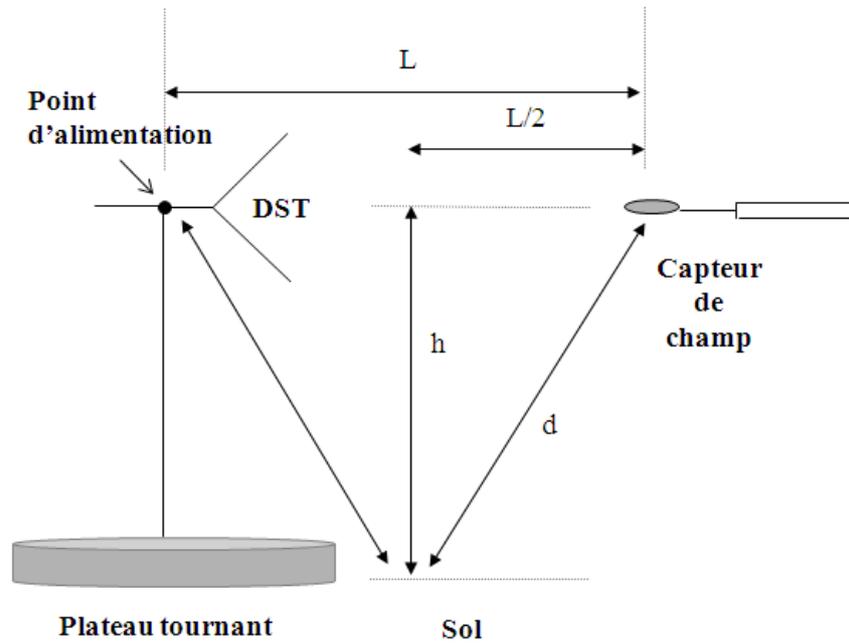


Figure IV-14 : Principe du calcul de temps clair

Dans le cas où la première réflexion vient du sol (Figure IV-14), le trajet indirect le plus court se calcule à partir de la distance entre le DST et le capteur, et la hauteur du sol. Le temps clair  $T_c$  (temps nécessaire à l'arrivée de la première réflexion) est calculé à partir de l'Équation IV-5 :

$$T_c = \frac{2d - L}{c} \quad \text{Équation IV- 5}$$

Avec  $d = \sqrt{(L/2)^2 + h^2}$ ,  $L$  la distance entre les deux antennes,  $h$  la hauteur de l'antenne par rapport au sol, et  $c$  la célérité de la lumière.

Ainsi, tout signal mesuré est tronqué après un temps  $T_c$  à partir de son point de départ.

Il reste à noter que le calcul du temps clair est aisé dans le cas des antennes qui rayonnent des signaux avec une dispersion minimale. Pour les antennes résonnantes, l'antenne est éloignée du sol de manière à donner le temps nécessaire pour que la première réflexion arrive après le signal utile : la hauteur est optimisée à partir de l'équation IV-5 qui permet de déterminer 'd', 'L' étant fixée par les contraintes de mesures en champ proche.

## II.2. Mesure d'une antenne ULB type ciseaux

Les mesures de cette antenne sont effectuées d'une part en CP et d'autre part en CL. La configuration utilisée est décrite dans le paragraphe suivant, la distance antenne – capteur et la hauteur de l'antenne changent suivant le cas.

### II.2.1. Mesure en distance de champ proche

L'antenne ciseaux est fixée sur un mât posé sur le plateau tournant, son centre géométrique est centré par rapport au centre du plateau. Le générateur APG1 assure l'alimentation de l'antenne, avec une impulsion de forme gaussienne, à travers un balun spécifique. En face de l'antenne, le capteur est placé sur le bras horizontal du mât vertical, son dipôle est aligné dans le plan vertical contenant l'antenne (XOZ). Le capteur, lié par deux câbles à son propre balun, assure le transfert du signal transmis vers l'oscilloscope numérique. La configuration de la mesure est montrée dans la Figure IV-15.

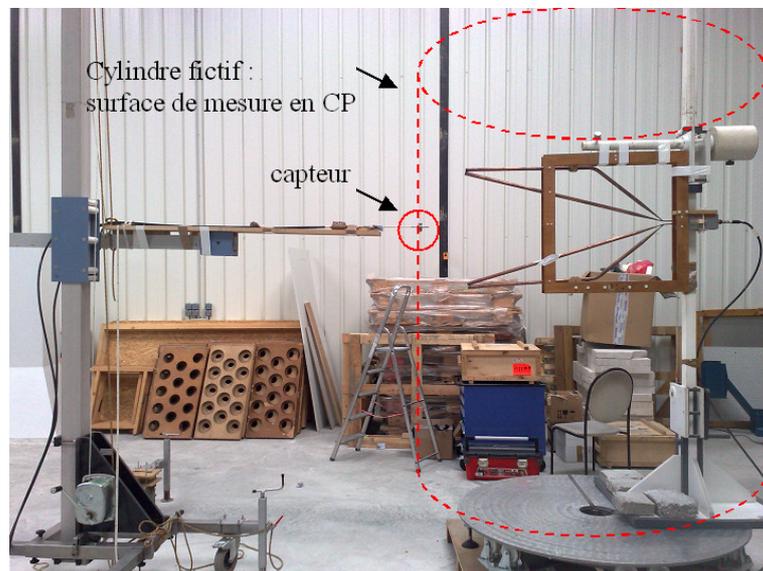


Figure IV-15 : Configuration expérimentale de mesure en CP, antenne ciseaux

Le capteur décrit le cylindre en CP avec les pas utilisés précédemment,  $\Delta z = 5$  cm,  $\Delta\phi = 3^\circ$ . Le signal temporel mesuré peut être décomposé en deux parties, une qui contient l'énergie

utile à conserver, et l'autre contient les réflexions parasites à éliminer. Le temps clair  $T_c$  calculé pour cette configuration de mesure est de 3,7 ns (Figure IV-16).

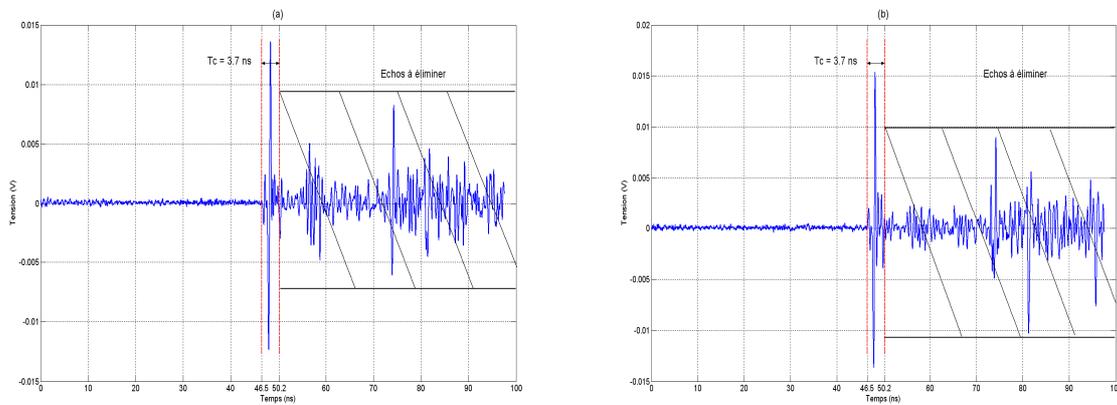


Figure IV-16 : Signal temporel rayonné par l'antenne, capteur positionné au point le plus proche (a) du sol puis le plus éloigné (b) sur le cylindre devant l'antenne

La Figure IV-16 donne l'allure de ce signal pour deux hauteurs du capteur par rapport au sol, l'une faible et l'autre la plus importante possible, soit à 4,8 mètres du plateau tournant. Dans le second cas, les réflexions parasites de forte amplitude arrivent plus tard que dans le premier cas. La Figure IV-17 montre la configuration expérimentale adoptée pour cette mesure.

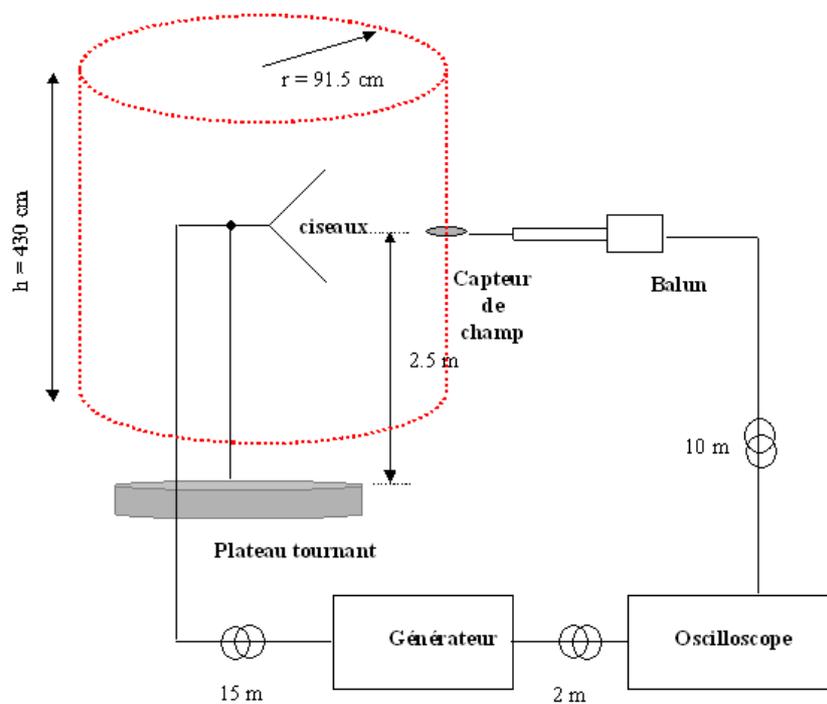


Figure IV-17 : Schéma de la configuration de mesure CP

L'étape suivante consiste au passage du domaine temporel au domaine fréquentiel. Les algorithmes de calcul permettent de prendre la valeur de chaque signal transmis pour la fréquence choisie, et ainsi de construire le champ proche rayonné par le DST sur le cylindre de mesure en CP. La Figure IV-18 montre les valeurs à 1 GHz du champ  $E_z$  mesuré sur le cylindre fictif entourant l'antenne ciseaux (Figure IV-17).

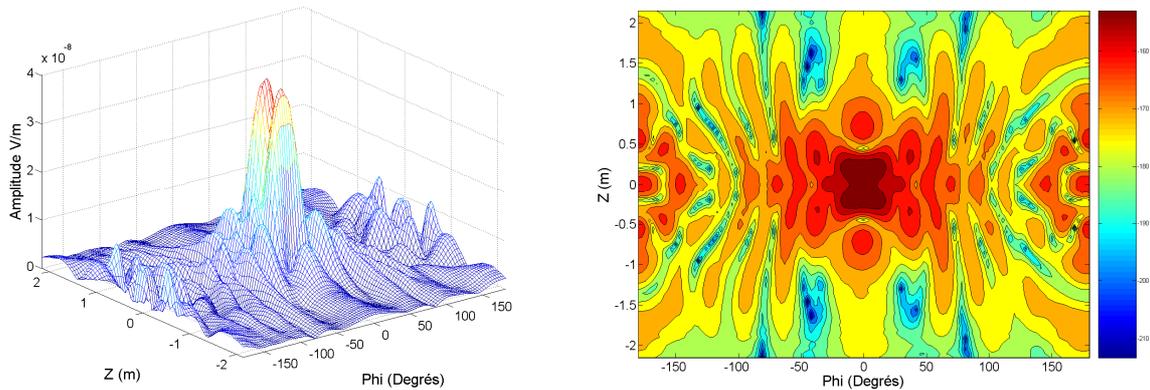


Figure IV-18: Amplitude à 1 GHz du champ proche  $E_z$  mesurée sur le cylindre

Le champ ainsi construit est comparable en forme au champ proche  $E_z$  construit par simulation de la même antenne en utilisant CST (Figure III-9). Les niveaux ne sont pas comparables en raison des signaux d'excitation différents en simulation et en mesure. On distingue facilement le rayonnement le plus fort devant les deux brins de l'antenne ainsi que le faible rayonnement arrière de l'antenne.

## II.2.2. Mesure en champ lointain

Malgré le fait qu'une mesure en CL utilisant la métrologie temporelle présente quelques contraintes (échos difficiles à éliminer, systèmes d'installations complexes), l'antenne ciseaux est mesurée dans les deux plans E et H en CL. En effet, l'antenne ciseaux rayonnant une impulsion transitoire très brève, on peut, en utilisant le fenêtrage temporel, éliminer les échos parasites en respectant les temps de propagation des ondes directes et réfléchies par l'environnement.

En raison de difficultés pratiques, la mesure de l'antenne en CL a été réduite aux deux plans E et H. Cette mesure permet d'obtenir le champ lointain, rayonné par l'antenne ciseaux, mesuré

directement, et donc une référence de comparaison qui permettra de valider la transformation CP – CL, également en terme de niveau de champs. La configuration de la mesure CL est montrée dans la Figure IV-19. La distance du champ lointain est de 6,67 m pour la fréquence de 1 GHz, fréquence où le gain est maximal. Le temps clair est de 6,35 ns pour le plan E, et de 4,28 ns pour le plan H.

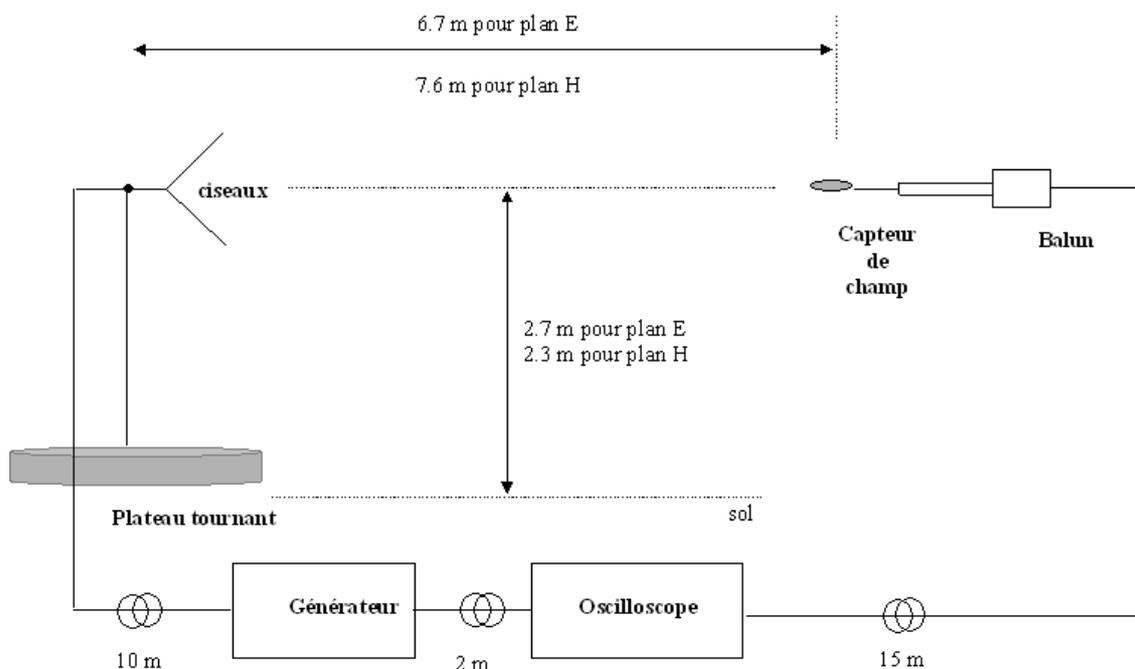


Figure IV-19 : Configuration de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne ciseaux, dans les deux plans E et H

La Figure IV-20 montre deux signaux temporels, rayonnés dans l'axe de l'antenne ciseaux, dans les deux plans E et H, ainsi que l'élimination des échos parasites.

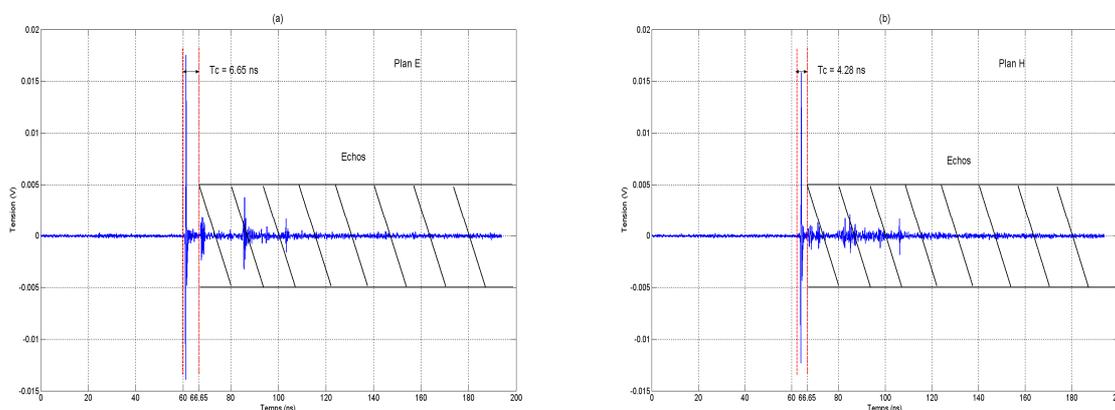


Figure IV-20 : Temps clair et élimination des échos dans les signaux temporels rayonnés par l'antenne ciseaux, plan E (a), plan H (b)

Les résultats obtenus par l'expérimentation sont comparés à ceux fournis par CST et sont montrés dans la Figure IV-21

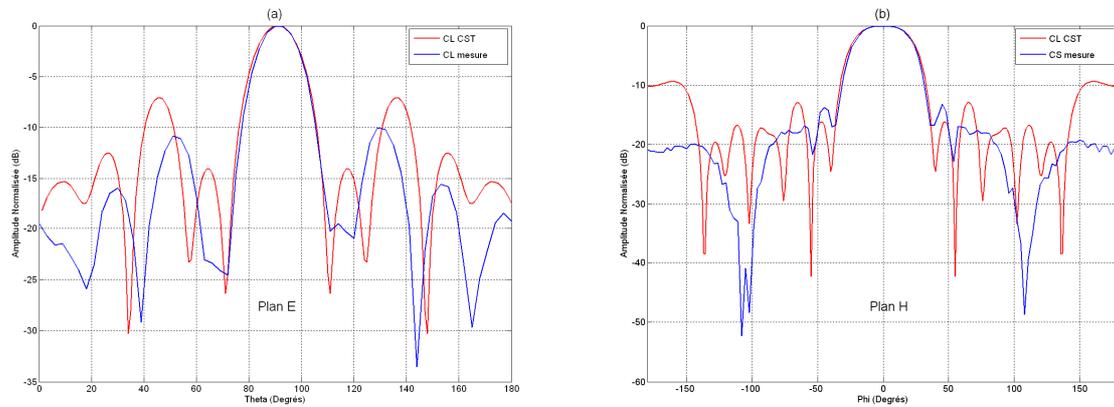


Figure IV-21 : Comparaisons entre CL mesuré et CL simulé avec CST, normalisée à 1 GHz – plan E (a), plan H (b)

Les courbes montrent un bon accord au niveau des lobes principaux, et des différences dans les lobes secondaires. La différence du comportement de l'antenne entre simulation et mesure peut être due au balun utilisée dans cette dernière, et qui n'est pas pris en compte en simulation.

Dans la suite, le CL construit à partir des mesures en CP est comparé avec le CL mesuré.

### II.2.3. Comparaison champ lointain construit – champ lointain mesuré

Les algorithmes de passage CP – CL sont utilisés ici. Les valeurs du champ  $E_z$  mesurées en CP permettent de calculer les coefficients modaux, qui ensuite, permettent la construction du CL suivant  $\vec{e}_\theta$  (soit  $E_\theta$ ).

Une correction de niveau est effectuée pour le CL construit ainsi que pour le CL mesuré, en simplifiant par les valeurs de la mesure à vide pour chaque configuration, et à chaque fréquence, ce qui permet de comparer, en forme comme en niveau, le champ lointain  $E_\theta$  rayonné par l'antenne ciseaux.

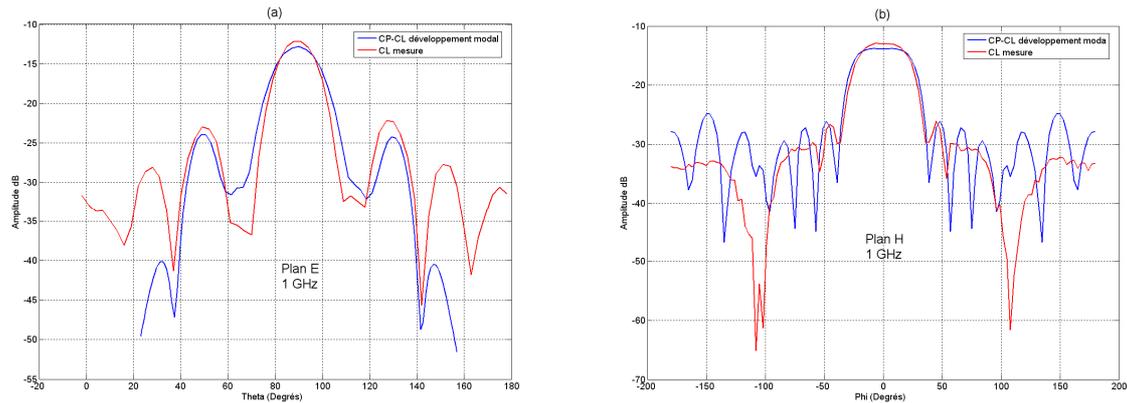


Figure IV-22 : CL  $E_\theta$  calculé à 1 GHz et comparé au CL mesuré dans le plan E (a) et le plan H (b)

Les courbes reportées en Figure IV-22 montrent un bon accord en forme et en amplitude des champs lointains construits à 1 GHz dans les plans E et H :

- dans le plan E, les champs obtenus par construction et ceux mesurés présentent un bon accord y compris pour les lobes secondaires. Les désaccords importants apparaissant pour les valeurs limites de  $\theta$  ( $\theta$  proche de  $0^\circ$  et de  $180^\circ$ ) sont dus aux limites inférieures et supérieures du cylindre.
- dans le plan H, des différences en forme sont constatées dans la zone arrière de l'antenne, ces différences peuvent être dues au système d'installation fixant l'antenne au mât vertical.

Par ailleurs, ces courbes présentent un écart en niveau inférieur à 1 dB pour les lobes principaux. Il faut noter que les mesures de champ lointain effectuées par cette méthode transitoire ne peuvent pas être d'une très bonne précision en raison des erreurs de positionnement importantes pour les grandes distances mises en jeu ici.

## II.3. Antenne Bande étroite type sectorielle

Dans cette partie, l'antenne de type BIE – Sectorielle est placée au centre du cylindre de mesure en CP. L'antenne est multisource. Le générateur d'impulsions (APG1) alimente un répartiteur de puissance à quatre voies (Figure IV-23), les trois premières sorties alimentent les trois patches de l'antenne, la quatrième est connectée à une charge 50  $\Omega$ .



Figure IV-23 : Répartiteur de puissance à 4 voies

La Figure IV-24 montre les trois signaux de sortie du répartiteur et leur spectre ; ils sont quasiment identiques.

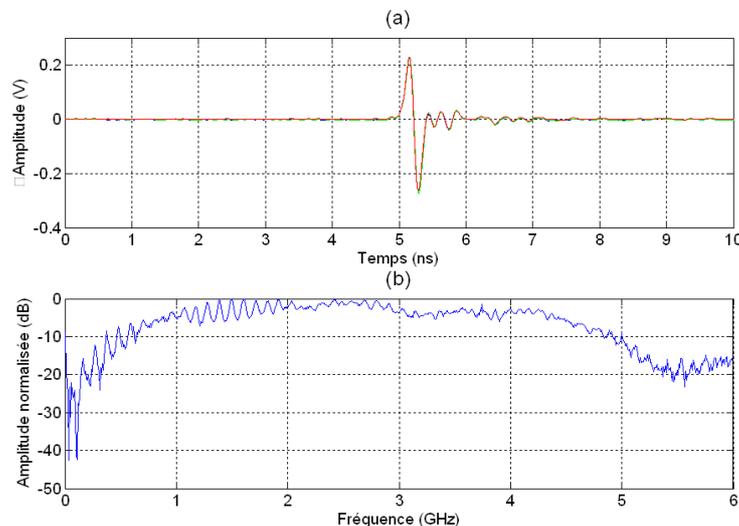


Figure IV-24 : Les sorties du répartiteur qui alimentent les trois patches (a) et leur spectre (b)

Une antenne bande étroite rayonne un signal de longue durée vis-à-vis du signal d'excitation. En pratique, la mesure en champ proche d'une antenne bande étroite requiert des précautions particulières et des mesures préliminaires.

Le signal rayonné par l'antenne est mesuré ici lorsque l'antenne est placée à une hauteur importante (par exemple à 3 m du sol). Cette mesure préliminaire permet d'évaluer la durée du signal rayonné (Figure IV-25). Elle est de l'ordre de 14 nanosecondes, sachant que compte-tenu de la configuration de mesure, l'environnement de l'antenne n'a pas d'influence dans cette fenêtre.

A partir de l'évaluation de cette durée de rayonnement, et après s'être assuré que cette durée varie peu en fonction de la hauteur de mesure pour une position fixe de l'antenne, la configuration de mesure de CP est définie. Un temps clair de 14 nanosecondes correspond à une hauteur de l'antenne par rapport au sol de 2,5 mètres.

L'étude théorique a par ailleurs montré qu'une hauteur de cylindre de mesure de 2.3 mètres suffisait à la détermination des CL pour un rayon de mesure de 95 centimètres. La définition de ce cylindre aurait pu également être effectuée suite à des mesures préliminaires.

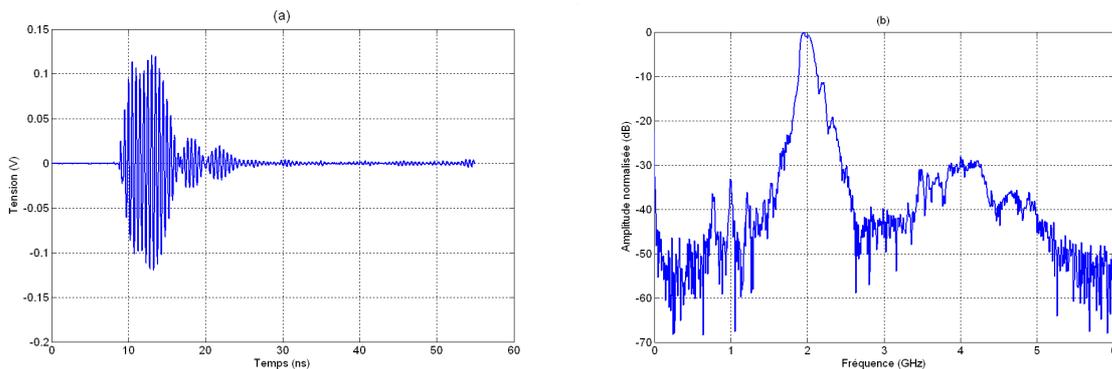


Figure IV-25 : Signal temporel transmis par l'antenne (a) et son spectre (b)

Le signal reçu par le capteur pour les deux positions extrêmes sur le cylindre est donné en Figure IV-26, en présence des échos parasites éliminés ultérieurement par fenêtrage temporel.

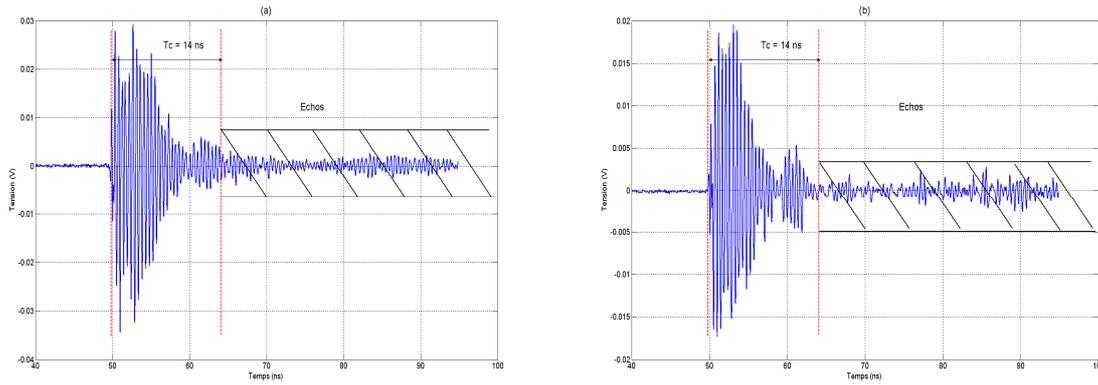


Figure IV-26 : Signal temporel rayonné par l'antenne sectorielle, capteur positionné au point le plus proche du sol (a) puis le plus loin (b) sur le cylindre devant l'antenne

La Figure IV-27 décrit schématiquement la configuration utilisée pour la mesure en CP. De la même manière que pour l'antenne ciseaux, l'antenne BIE-Sectorielle est placée sur le plateau tournant, en émission. Elle est supportée par un mât, et sa hauteur est variable de 2,5 m jusqu'à 3,8 m (au-dessus du plateau tournant). La sonde temporelle AD-55 est placée en réception, pour décrire le cylindre fictif de mesure autour de l'antenne. L'antenne est reliée au générateur APG1 via le répartiteur de puissance, et le capteur à l'oscilloscope numérique.

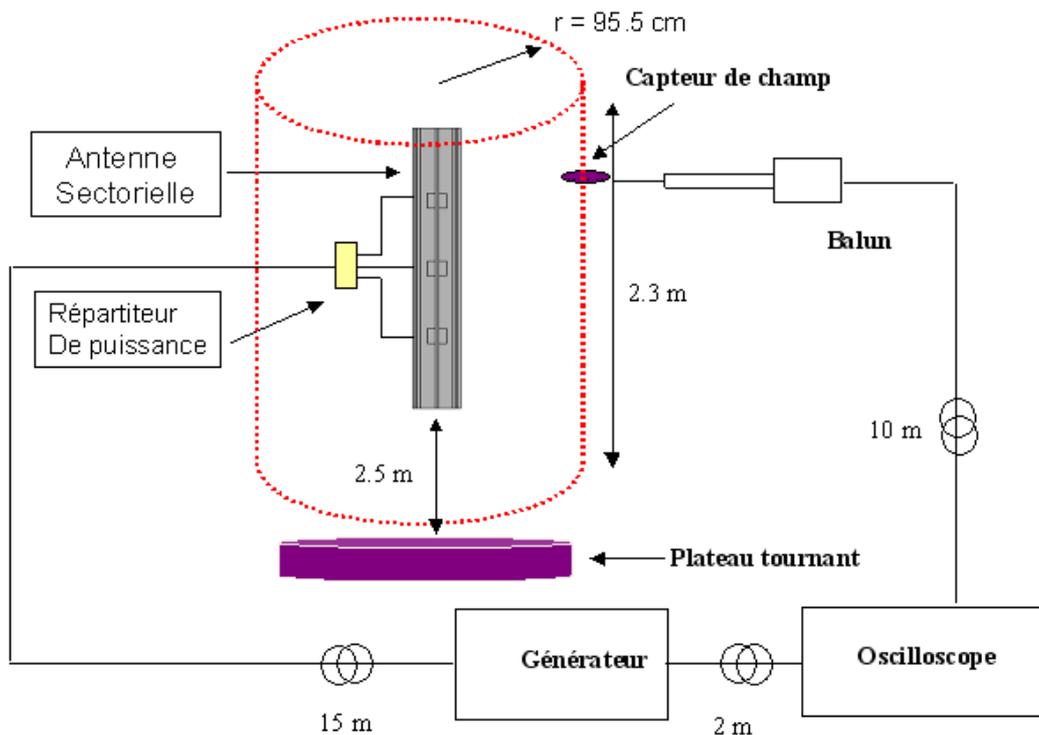


Figure IV-27 : Schéma de mesure adoptée en CP de l'antenne sectorielle

### II.3.1. Mesure en champ proche

La Figure IV-28 montre la base de mesure et les antennes positionnées. Les pas décrits sur le cylindre sont de  $3^\circ$  pour  $\Delta\phi$  et de 5 cm pour  $\Delta z$ . Le logiciel pilote la variation des positions angulaires et l'acquisition des signaux temporels pour chaque position, les hauteurs sont réglées manuellement.

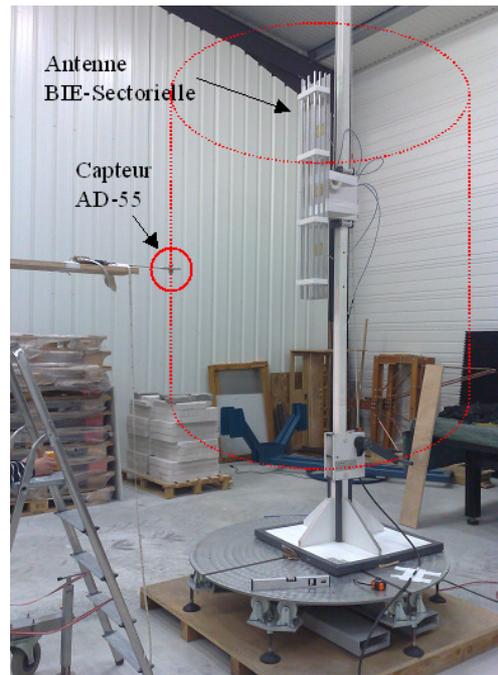


Figure IV-28 : Mesure en CP du rayonnement de l'antenne BIE – Sectorielle

Un fenêtrage temporel élimine les échos parasites pour tous les signaux, puis, les valeurs des champs rayonnés sont déduites via le FA du capteur AD-55 suivant l'angle d'inclinaison calculé. Cette antenne possède trois sources de rayonnement, et l'orientation du capteur doit en tenir compte. Une moyenne des trois angles d'inclinaison suivant la position des trois sources est adoptée. La Figure IV-29 montre les valeurs du champ  $E_z$  à 1,95 GHz sur le cylindre du CP, dont la dimension a été choisie suffisante compte-tenu des amplitudes mesurées.

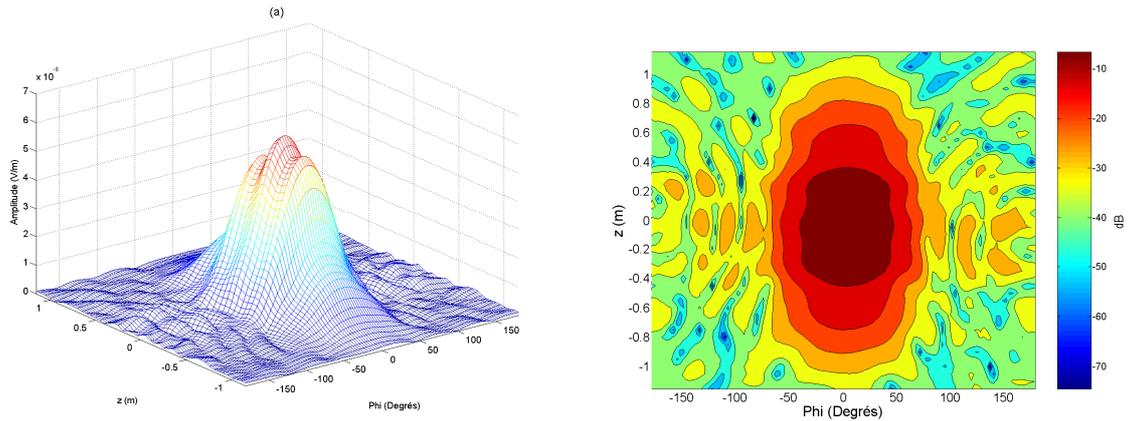


Figure IV-29 :  $E_z$  calculé à 1,95 GHz sur le cylindre du CP

Ces valeurs sont remplacées dans les Équation II-70 et Équation II-71 pour le calcul des coefficients modaux, puis la construction du CL.

### II.3.2. Diagramme de rayonnement CL

La composante mesurée  $E_z$  permet de construire le diagramme de rayonnement suivant  $E_\theta$  ; la composante  $E_\phi$  est négligeable (comme montré précédemment). Pour cette antenne, une mesure en CL n'a pas pu être effectuée en raison de la durée du signal rayonné. Les comparaisons entre les champs construits en CL et simulés en CL avec CST sont présentées.

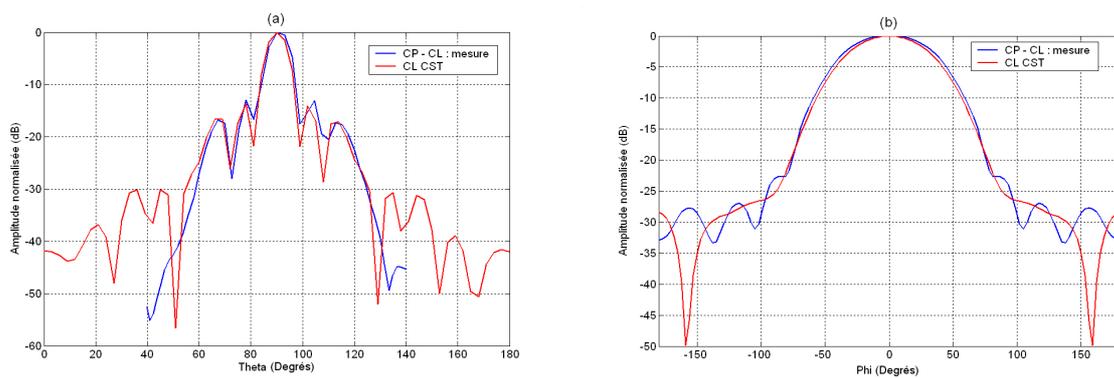
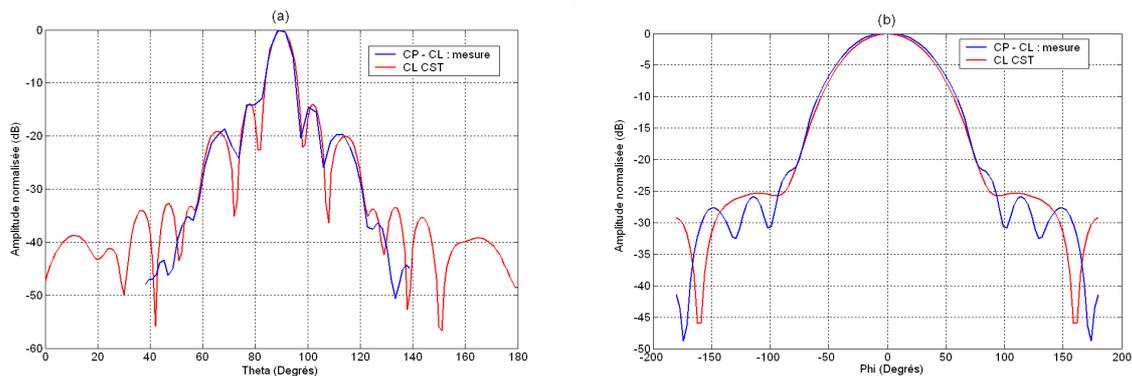
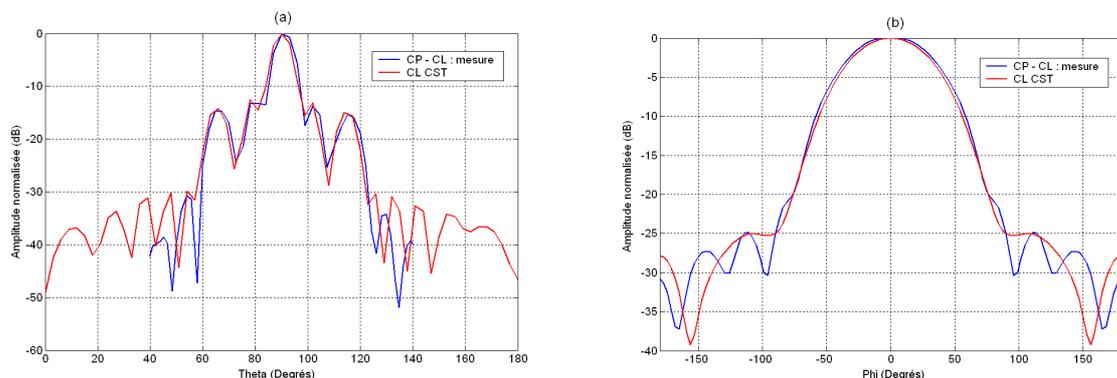


Figure IV-30 : CL  $E_\theta$  calculé à 1,93 GHz et comparé à CST dans le plan E (a) et le plan H (b)

Figure IV-31 : CL  $E_\theta$  calculé à 1,95 GHz et comparé à CST dans le plan E (a) et le plan H (b)Figure IV-32 : CL  $E_\theta$  calculé à 1,98 GHz et comparé à CST dans le plan E (a) et le plan H (b)

Ces courbes montrent un bon accord entre le champ lointain construit à partir des mesures en champ proche, et le champ lointain simulé par CST, dans la bande de fréquence de l'antenne 1,93– 1,98 GHz. Rappelons que dans le plan E la construction du champ est limitée par la hauteur du cylindre. De plus, des fluctuations apparaissent dans les diagrammes du plan H dans la zone située à l'arrière de l'antenne, qui sont probablement dues à l'installation du répartiteur, du mât, et du support au dos de l'antenne.

### II.3.3. Calcul du gain

L'antenne BIE – Sectorielle a été également caractérisée dans une chambre anéchoïque de type SATIMO. Présentée dans le premier chapitre, cette base utilise une arche multisondes qui effectue des mesures en CP fréquentielles. Une mesure du gain de cette antenne pour sa fréquence centrale (1.95 GHz) nous sert de référence de comparaison.

La construction du diagramme de gain de cette antenne également à 1,95 GHz est effectuée en prenant les valeurs du CL calculés par développement modal dans la formule de FRIIS :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_t \times G_r \times \frac{\lambda^2}{4\pi R^2} \quad \text{Équation IV- 6}$$

- $G_t$  est le gain de l'antenne d'émission (l'antenne BIE-Sectorielle)
- $G_r$  est le gain de l'antenne de réception (le capteur AD-55)
- $P_t$  est la puissance en W délivrée à l'antenne d'émission
- $P_r$  est la puissance en W collectée sur l'antenne de réception
- $R$  est la distance en m séparant les deux antennes
- $\lambda$  est la longueur d'onde en m correspondant à la fréquence de travail

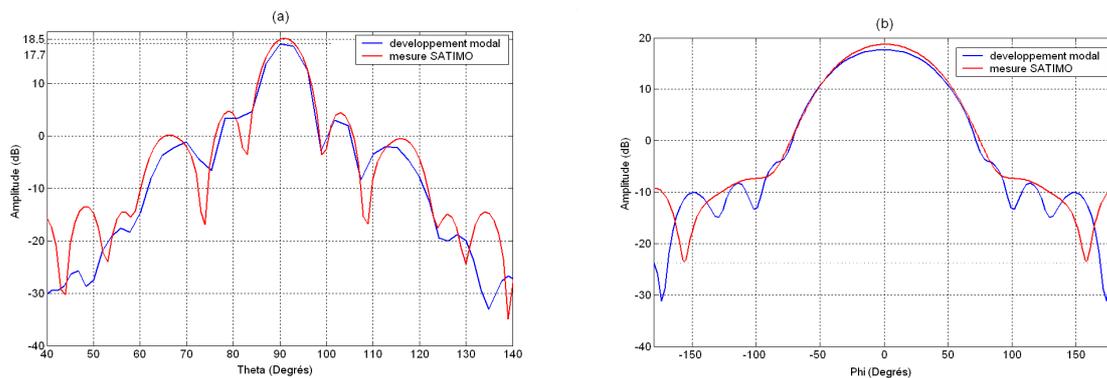


Figure IV-33 : Comparaisons du gain de l'antenne BIE-Sectorielle à 1,95 GHz, entre la construction par développement modal et la mesure dans la base SATIMO, dans le plan E (a), et le plan H (b)

La Figure IV-33 montre la comparaison effectuée dans les deux plans E et H. Un écart de 0,8 dB pour le lobe principal est remarqué entre les deux courbes, sachant que la précision de mesure dans la base SATIMO est de  $\pm 0,5$  dB.

Nous pouvons également imputer les écarts constatés aux différentes imprécisions provenant du positionnement manuel du capteur.

### **III. Conclusion**

La base de mesure transitoire outdoor, associée à une transformation CP – CL, a été utilisée pour la construction des diagrammes de rayonnement de deux types d’antennes, ULB et bande étroite. Les résultats ont été comparés à des diagrammes ‘références’, et ont montré un bon accord.

La mesure outdoor est dépendante des échos parasites, qui sont faciles à éliminer dans le cas du rayonnement de l’antenne ULB, et plus délicat pour une antenne à bande étroite. La méthode a montré sa validité pour les deux types d’antennes.

La précision obtenue dans ces calculs est de l’ordre de 0,8 dB pour le calcul du gain, en comparant avec une chambre anéchoïque SATIMO. Cette valeur est jugée acceptable pour cette base de mesure étant donné la configuration expérimentale.

Des voies d’amélioration sont toutefois possibles avec notamment l’automatisation complète du banc, qui permettra un positionnement plus précis du capteur et la maîtrise de son orientation par rapport au DST.



## **CONCLUSION GENERALE**

## *Conclusion générale*

## *Conclusion générale*

L'objectif des travaux rapportés dans ce mémoire a été de développer une base de mesure pour la caractérisation de différents types d'antennes, en particulier de grandes dimensions ou présentant un rayonnement à bande étroite.

Le point de départ de cette caractérisation est la mesure du rayonnement impulsionnel de la structure rayonnante. Le laboratoire s'appuie sur une métrologie transitoire ULB pour la détermination de SER d'objet ou pour la mesure RADAR de cible. Elle est également utilisée pour la caractérisation outdoor d'antenne ULB de dimensions relativement limitées. Le principe de cette technique est décrit dans le chapitre I après une présentation des caractéristiques principales des antennes et des moyens usuels de mesure. Il s'agissait donc ici d'adapter ces outils de caractérisations à des structures de grandes dimensions ou à des antennes rayonnant dans une bande étroite. Cette adaptation passait obligatoirement par une mesure du rayonnement en champ proche et le développement d'un algorithme de passage CP – CL. La méthode de mesure repose ainsi sur une acquisition transitoire des composantes de champ proche sur un cylindre 'fictif' de mesure autour de l'antenne à caractériser, puis sur un passage dans le domaine fréquentiel associé à un algorithme de calcul du champ lointain. Le principe de cet algorithme est présenté dans le chapitre II du rapport. Utilisant la métrologie temporelle en outdoor, associé à une transformation de champ proche en champ lointain, une base de mesure a été conçue et validée théoriquement (par simulation) et pratiquement (par expérimentation) pour une antenne ULB et une autre à bande étroite. Ces phases de validation font l'objet des chapitres III et IV.

Les champs lointains calculés montrent un bon accord avec les champs lointains de référence pour chaque antenne ; les comparaisons en forme ainsi qu'en niveau présentent des valeurs acceptables permettant de valider la méthode développée.

La base de mesure réalisée présente les caractéristiques (et les limitations) suivantes :

- Bande de fréquence couverte par l'association du générateur et du capteur de champ : 100 MHz – 3 GHz.
- Hauteur maximale du cylindre fictif : 6 mètres (limitée par le mât).
- Poids maximal du dispositif sous test supporté par le plateau tournant : 1000 kg.

## *Conclusion générale*

Les points forts de cette méthode se résument par :

- Prix réduit : une mesure outdoor ou dans un local assurant un fenêtrage temporel efficace, simplifie le coût d'installation et de maintenance.
- Temps de mesure réduit : une seule acquisition transitoire couvre la bande de fréquence.
- Réalisation expérimentale simple : un plateau tournant et un mât vertical assure le balayage cylindrique en champ proche.

Il reste que pendant ces travaux, des mesures d'antennes dans leur contexte de fonctionnement (antennes automobiles par exemple), n'ont pas pu être menées, faute de temps.

Les axes de développement sont donc ciblés sur :

- La mise au point d'un outil de caractérisation de structures rayonnantes de grandes dimensions, avec la quantification précise des marges d'erreurs. L'automatisation complète du banc avec la gestion de la rotation d'un véhicule par exemple, ainsi que le développement d'une interface homme – machine rendant conviviale et intuitive son utilisation.
- Le développement théorique en transitoire des transformations champ proche – champ lointain en coordonnées cylindriques. En effet, les équations élémentaires du champ proche transitoire peuvent, par développement modal, aboutir à la construction du champ lointain temporel. Cette construction nous permettrait de passer directement du champ proche en champ lointain en restant dans le domaine temporel, puis de déterminer les grandeurs fréquentielles à partir d'une transformée de Fourier si besoin.

# ANNEXES



## **Annexe I : Les signaux ULB**

Le terme Ultra Large Bande (ULB) fait référence à la notion de bande passante des systèmes considérés ; en 1990, la ‘Defense Advanced Research Project Agency’s’ (DARPA) a consacré une définition souvent prise en référence :

*Un signal dont la bande passante instantanée est plus importante que 25% de sa fréquence centrale est dit ULB.*

Ceci peut s’écrire sous la forme :

$$\frac{2 \cdot (f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \geq 0.25$$

avec  $f_H$  et  $f_L$  les fréquences de coupures à -10 dB respectivement hautes et basses du spectre du signal considéré. De nombreuses formes d’ondes peuvent remplir la condition énoncée ci-dessus.

### **1. Les signaux transitoires rapides**

Ces signaux tirent leur bande spectrale de leurs fronts de montée et de descente raides, eux-mêmes imposés par la faible durée totale de l’impulsion. Parmi cette catégorie de formes d’onde les courbes gaussiennes et leurs dérivées sont souvent utilisées.

#### **1.1. Signaux gaussiens**

Le monocycle gaussien possède intrinsèquement des propriétés large bande. Analytiquement, la transformée de Fourier d’une impulsion gaussienne est une gaussienne centrée sur 0 Hz. Le module du spectre considéré atteint donc son maximum au continu, puis décroît jusqu’à sa fréquence de coupure haute, laquelle ne dépend que de la durée de l’impulsion initiale.

Les signaux double alternance (dérivés de gaussienne au premier ordre ou autres signaux similaires constitués d’une alternance positive et d’une alternance négative) peuvent

également présenter une bande spectrale satisfaisant les critères ULB. Dans le cas de signaux à valeur moyenne nulle, il convient de noter que le module de leur spectre est nul au continu ; ceci entraîne la présence d'une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute pour le signal (Figure A.I- 1).

La réalisation de générateurs délivrant de tels signaux est souvent plus difficile que la mise au point de générateurs d'impulsions simple alternance. Parmi les techniques usuelles il faut noter l'utilisation de deux générateurs (gestion des synchronisations délicate, seule les techniques optoélectroniques semblent performantes dans ce domaine) ou l'utilisation d'une ligne de transmission court-circuitée permettant de mettre en forme le signal.

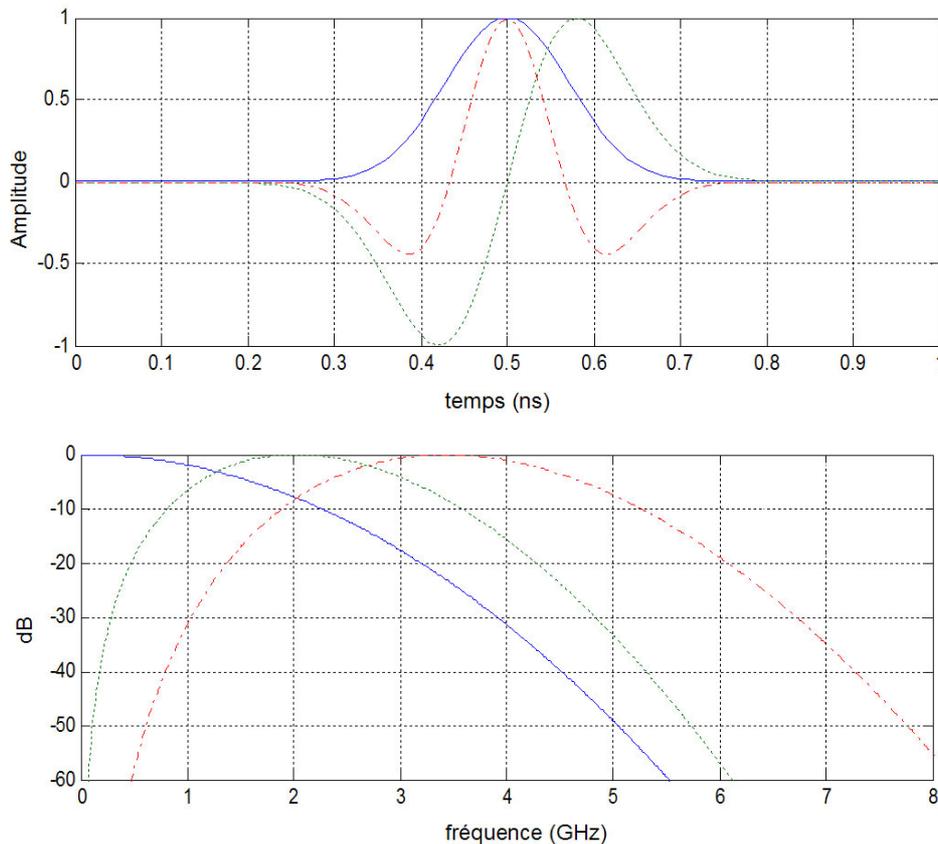


Figure A.I- 1 : Allures temporelles et fréquentielles de signaux transitoires ULB

Tous ces signaux possèdent un spectre s'étendant vers les hautes fréquences à mesure que leur durée pied à pied se réduit. Ceci revient en effet à raidir les fronts de montée et de descente lesquels correspondent au contenu HF du signal.

## 1.2. Signaux rectangle

Parmi les signaux usuels en métrologie impulsionnelle (tout particulièrement en réflectométrie), les fonctions rectangle ou porte peuvent elles aussi répondre aux critères ULB. Le module de la transformée de Fourier d'une porte « idéale » de largeur  $T$  et d'amplitude  $A$  est  $|A.T.\text{sinc}(\pi fT)|$  ; celui-ci présente donc des « trous » périodiques dans son spectre tous les  $f=1/T$ . Réduire la largeur de la porte permet cependant de repousser la première fréquence de coupure et donc d'élargir le spectre vers les hautes fréquences ainsi que présenté Figure A.I- 2. Les signaux réels souffrent le plus souvent de temps de montée non négligeables et d'oscillations parasites sur leur plateau. Leurs allures fréquentielles suivent toutefois les remarques formulées précédemment.

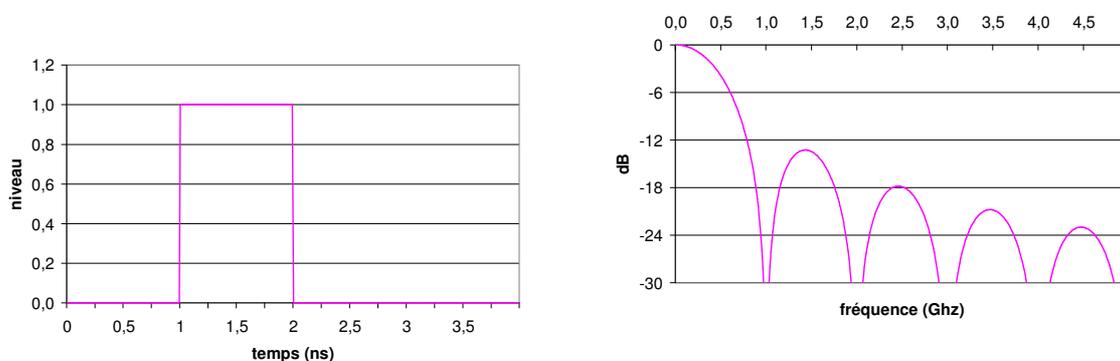


Figure A.I- 2 : Allure temporelle et fréquentielle d'une fonction rectangle

## 2. Les signaux ULB « longs »

Il s'agit ici de signaux présentant des caractéristiques ULB qui ne sont pas directement liées à une faible durée dans le domaine temporel.

### 2.1. Le bruit « blanc »

Par définition, le spectre du bruit blanc idéal est une fonction rectangle dont le module est d'amplitude constante sur une bande de fréquence infinie. D'un point de vue pratique, le bruit électronique possède une grande couverture spectrale ; un échantillon de bruit suffisamment durable est donc un signal ULB potentiel (Figure A.I- 3).

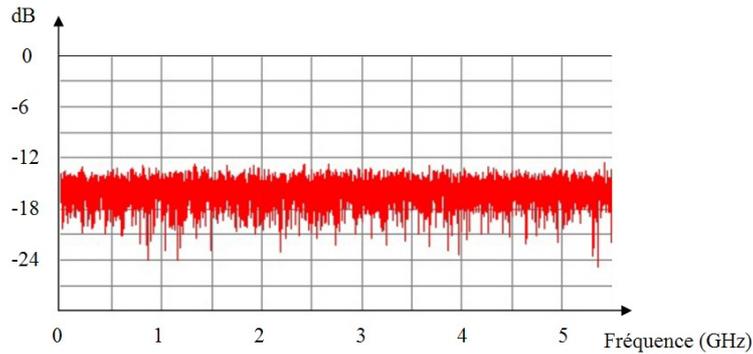


Figure A.I- 3: Spectre du bruit

## 2.2. La rampe de fréquence

Sous ce terme sont regroupés tous les signaux composés d'une suite de périodes/pseudo périodes de sinusoïdes de fréquences croissantes ou décroissantes. Il s'agit de signaux dont le spectre présente une largeur facilement ajustable à partir de la forme transitoire. Néanmoins, obtenir un spectre réellement ultra large bande revient à construire des signaux temporels dont la durée peut excéder la milliseconde (Figure A.I- 4).

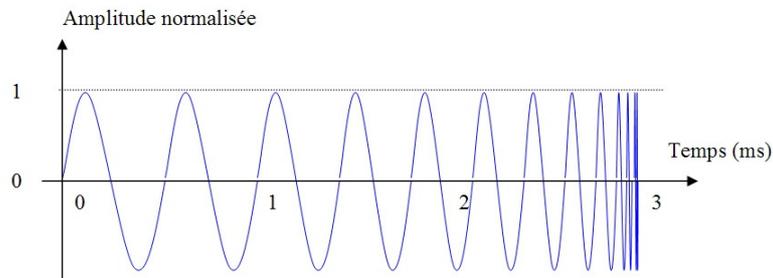


Figure A.I- 4 : Rampe de fréquence

## 2.3. Le train de pulses pseudo aléatoires

Sous cette dénomination sont regroupés les signaux temporels composés d'un certain nombre de cycles/monocycles aperiodiques. Sur un intervalle de temps comprenant plusieurs dizaines de motifs élémentaires, ils constituent une séquence présentant une très large bande. Ce genre de signaux peut être rencontré dans des systèmes de communications utilisant un codage de phase (Figure A.I- 5).



## **Annexe II : Fonctions de Hankel : Bessel de troisième et quatrième espèce**

### **1. Définition**

Les fonctions de Hankel sont des solutions linéairement indépendantes de l'équation de Bessel :

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - n^2) y = 0 \quad \text{Équation A.II- 1}$$

pour tout nombre réel ou complexe  $n$ . Le cas le plus commun est celui où  $n$  est un entier. Il est nommé 'ordre de la fonction'.

On en distingue deux types d'ordre  $n$ , notées :

- Fonction de Hankel du premier type :  $H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + iY_n(x)$
- Fonction de Hankel du deuxième type :  $H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - iY_n(x)$

La présence de  $i$  montre qu'il s'agit de solutions complexes. Les fonctions de Hankel sont des combinaisons linéaires des 2 autres solutions de l'équation de Bessel que sont  $J_n(x)$  et  $Y_n(x)$ , dites fonctions de Bessel de première et deuxième espèce. Les fonctions de Hankel sont par conséquent aussi nommées Fonctions de Bessel de troisième et de quatrième espèce respectivement.

Les fonctions de Bessel de première espèce  $J_n$ , solutions de l'équation différentielle ci-dessus

(Équation A.II- 1), sont définies en 0 telle que :  $J_n(x) = \left(\frac{x}{2}\right)^n \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{2^{2p} p!(n+p)!} x^{2p}$

Les fonctions de Bessel de seconde espèce  $Y_n$ , solutions de l'équation différentielle ci-dessus (Équation A.II- 1), qui ne sont pas définies en 0 (mais qui ont une limite infinie en 0) ont la

$$\text{forme suivante : } Y_n(x) = \lim_{\lambda \rightarrow n} \frac{J_\lambda(x) \cos(\lambda\pi) - J_{-\lambda}(x)}{\sin(\lambda\pi)}$$

La Figure A.II- 1 est un tracé des trois premières fonctions de Bessel de première espèce  $J_n$ .

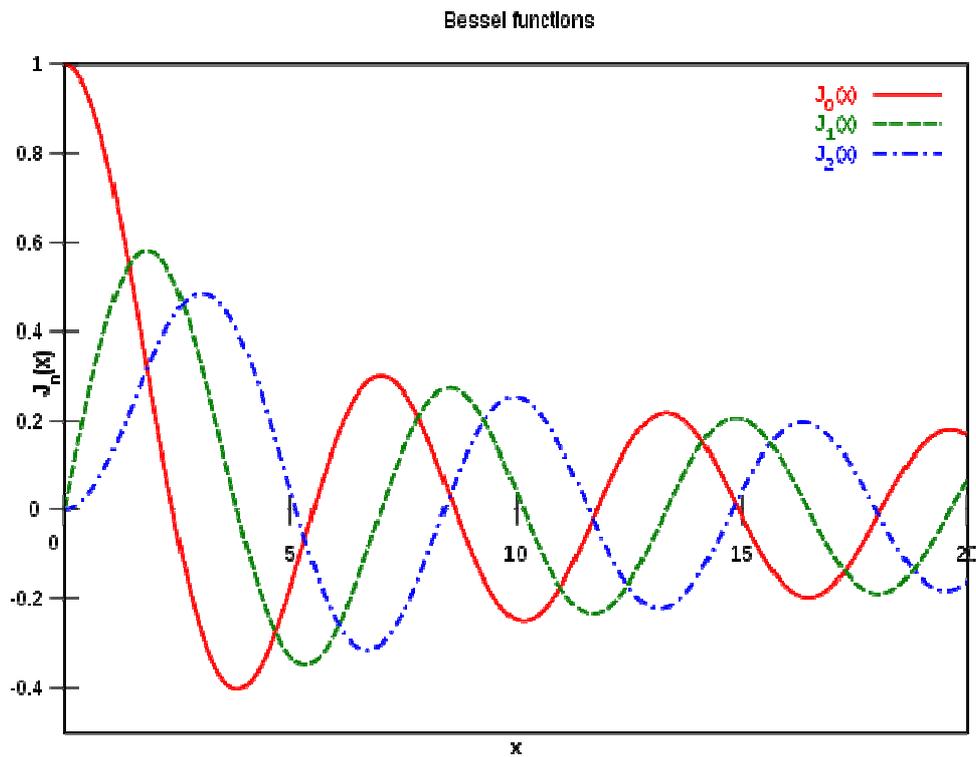


Figure A.II- 1 : Fonctions de Bessel de première espèce

## 2. Propriétés

Les fonctions de Hankel sont exprimées en fonction des fonctions de Bessel de première espèce :

$$H_n^{(1)}(x) = \frac{J_{-n}(x) - e^{-n\pi i} J_n(x)}{i \sin(n\pi)}$$

Annexe II

$$H_n^{(2)}(x) = \frac{J_{-n}(x) - e^{-n\pi i} J_n(x)}{-i \sin(n\pi)}$$

**Relation sur n :**

$$H_{-n}^{(1)}(x) = e^{n\pi i} H_n^{(1)}(x)$$

$$H_{-n}^{(2)}(x) = e^{-n\pi i} H_n^{(2)}(x)$$

Les comportements asymptotiques des fonctions de Hankel permettent de choisir entre la fonction de première espèce et celle de deuxième espèce.

$$\lim_{kr \rightarrow +\infty} H_n^{(1)}(kr) = \frac{e^{+jkr}}{kr}$$

$$\lim_{kr \rightarrow +\infty} H_n^{(2)}(kr) = \frac{e^{-jkr}}{kr}$$

Le tableau suivant montre les propriétés de ces fonctions :

| Fonction de Bessel | Zéros                       | Infinités                                   | Interprétation physique   |
|--------------------|-----------------------------|---|---|
| $H_n^{(1)}(k\rho)$ | $k\rho \rightarrow j\infty$ | $k\rho = 0$<br>$k\rho \rightarrow -j\infty$ | k réel : onde se propageant vers l'intérieur<br>k imaginaire : onde évanescence<br>k complexe : onde atténuée se propageant |
| $H_n^{(2)}(k\rho)$ | $k\rho \rightarrow j\infty$ | $k\rho = 0$<br>$k\rho \rightarrow -j\infty$ | k réel : onde se propageant vers l'extérieur<br>k imaginaire : onde évanescence<br>k complexe : onde atténuée se propageant |

### 3. Utilité

Les fonctions de Hankel du premier ou deuxième type sont utilisées pour exprimer en physique des ondes cylindriques entrantes ou sortantes. Un exemple est la solution de l'Équation II- 47 proposée au chapitre II :

$$\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial f_1}{\partial \rho} \right) + ((k^2 - h^2)\rho^2 - n^2)f_1 = 0$$

Le type de fonction de Bessel à choisir dépend du problème qu'on cherche à résoudre. La fonction de Hankel de deuxième espèce  $H_n^{(2)}$  est choisie pour traduire une onde sortante.

## **Annexe III : Remarques sur les variations des paramètres de discrétisation et d'acquisition des champs proches - Illustration sur l'antenne ULB étudiée**

### **1. Effet de la troncature de la zone de champ proche**

Un aspect intéressant est l'étude de la construction du CL en fonction des zones du CP ce qui, on le verra par la suite, permet de simplifier les mesures expérimentales. Prenons par exemple la tache principale de rayonnement sur le cylindre en CP (Figure A.IV- 1), comprise entre une hauteur  $\pm 1.4$  m autour de l'antenne, et un angle  $\phi$  de  $\pm 70$  degrés à  $f = 1$  GHz.

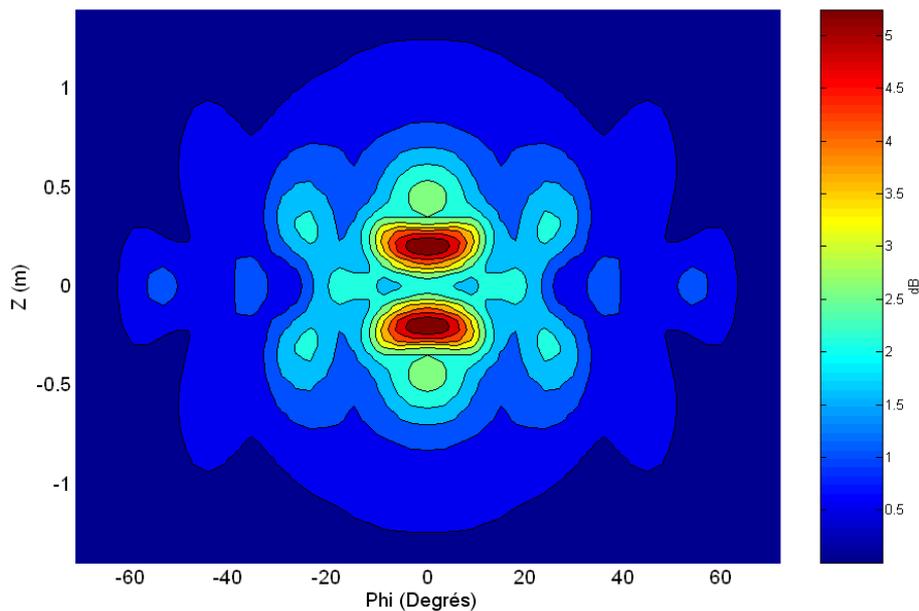


Figure A.IV- 1 : Tache principale du rayonnement,  $z = \pm 1.4$  m,  $\phi = \pm 70$  degrés

Les algorithmes de transformation CP – CL sont maintenant appliquées aux données de cette zone CP, les diagrammes sont construits et comparés avec le CL construit à partir du cylindre complet ; un bon accord est montré en Figure A.IV- 2 :

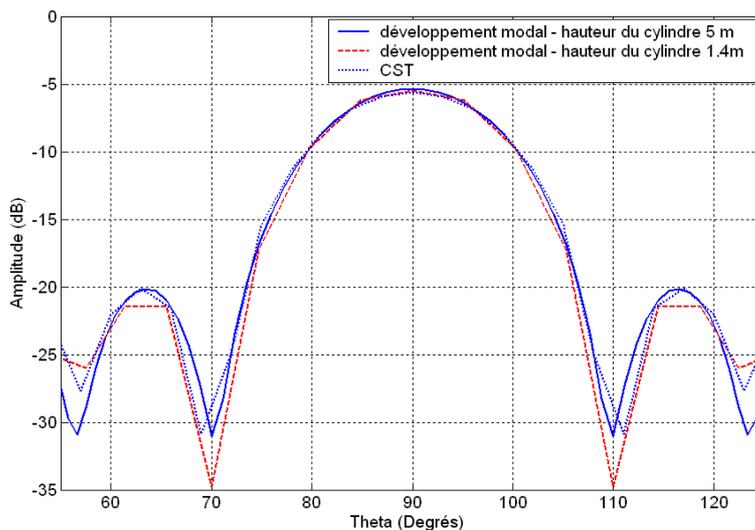


Figure A.IV- 2 : Comparaisons entre CL construit à partir des données complètes, tronquées, et CST en plan E à 1 GHz

En revanche, cette même tâche de rayonnement en CP ne tient pas compte des rayonnements sur les côtés et à l'arrière de l'antenne, donc, le diagramme de CL en plan H est construit dans la zone en face de l'antenne (Figure A.IV- 3).

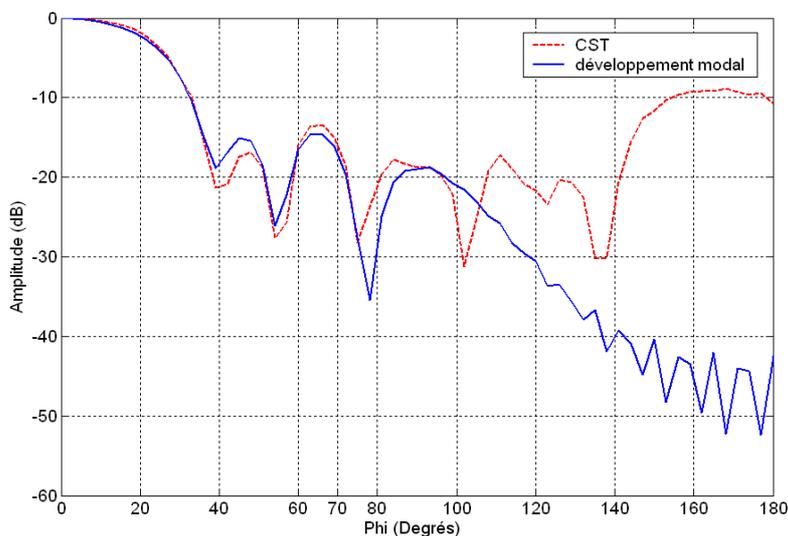


Figure A.IV- 3 : Comparaisons entre CL construit à partir des données tronquées en face de l'antenne et CST en plan H à 1 GHz

Pour construire le champ à l'arrière de l'antenne, on prend les valeurs de CP pour  $\phi$  compris entre -90 et 90 degrés (Figure A.IV- 4).

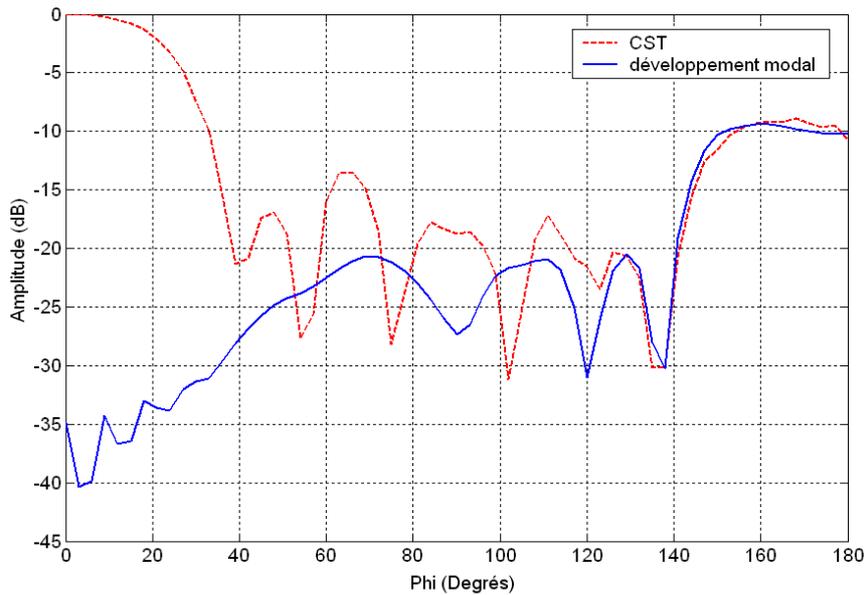


Figure A.IV- 4 : Comparaisons entre CL construit à partir des données tronquées à l’arrière de l’antenne et CST en plan H à 1 GHz

Ces deux dernières figures montrent qu’il peut être intéressant de tronquer la zone d’acquisition en champ proche pour faciliter les études expérimentales en les limitant à la zone de rayonnement principale.

## 2. Influence du pas d’échantillonnage angulaire

La Figure A.IV- 5 montre l’effet de l’augmentation des valeurs d’échantillonnages en pas angulaires.

Les courbes sont construites en CL pour 1 GHz dans le plan H. Pour  $\Delta\Phi = 3^\circ$  et  $\Delta\Phi = 6^\circ$  les courbes sont exactement les mêmes, pour  $\Delta\Phi = 9^\circ$  on observe quelques différences avec les premières courbes, mais le résultat reste acceptable, et pour  $\Delta\Phi > 9^\circ$  les courbes construites présentent des écarts remarquables. Sachant que à 1 GHz, le critère à respecter définit l’échantillonnage angulaire par  $\Delta\Phi < 8.6^\circ$ .

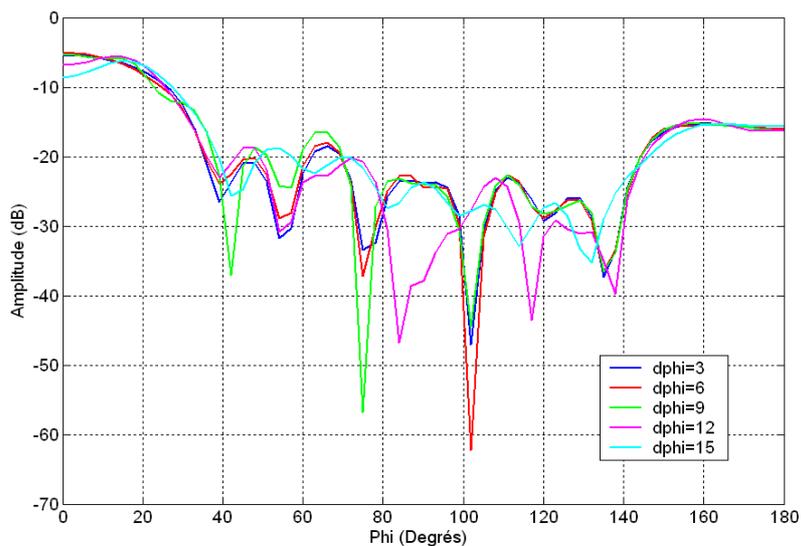


Figure A.IV- 5 : Effet d'augmentation de  $\Delta\phi$  sur la construction de CL à 1 GHz dans le plan H

### 3. Influence du nombre de modes pris en compte

La Figure A.IV- 6 montre l'effet des variations de nombre de modes pris en compte. Pour une fréquence de 1 GHz, le nombre de modes défini par le critère utilisé est  $-31 < n < +31$ . En prenant un nombre inférieur, on risque d'avoir des valeurs de CL incorrects, sachant que  $-21 < n < 21$  prend en compte la tache principale de l'énergie de la TF2D montrée en figure III.10. En revanche, lorsque le nombre de modes est plus bas, les résultats ne peuvent plus être acceptables.

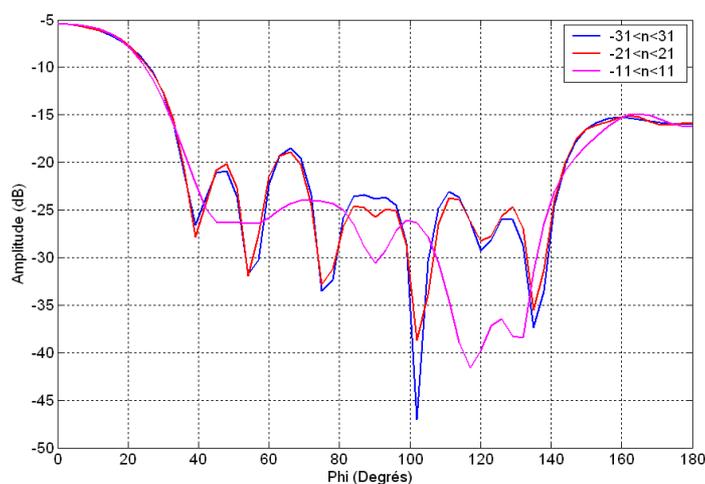


Figure A.IV- 6 : Effet de diminution de nombre de modes  $n$  sur la construction de CL à 1 GHz dans le plan H

#### 4. Influence du pas d'échantillonnage $\Delta z$

La Figure A.IV- 7 montre l'effet des variations en pas verticaux. Le critère de BUCCI défini  $\Delta z$  à 1 GHz d'une valeur de 15 cm, ce qui est vérifié dans cette démonstration. Pour une valeur de  $\Delta z$  de 20 cm, la courbe construite à un niveau inférieur et sa forme commence à s'éloigner de la valeur exacte.

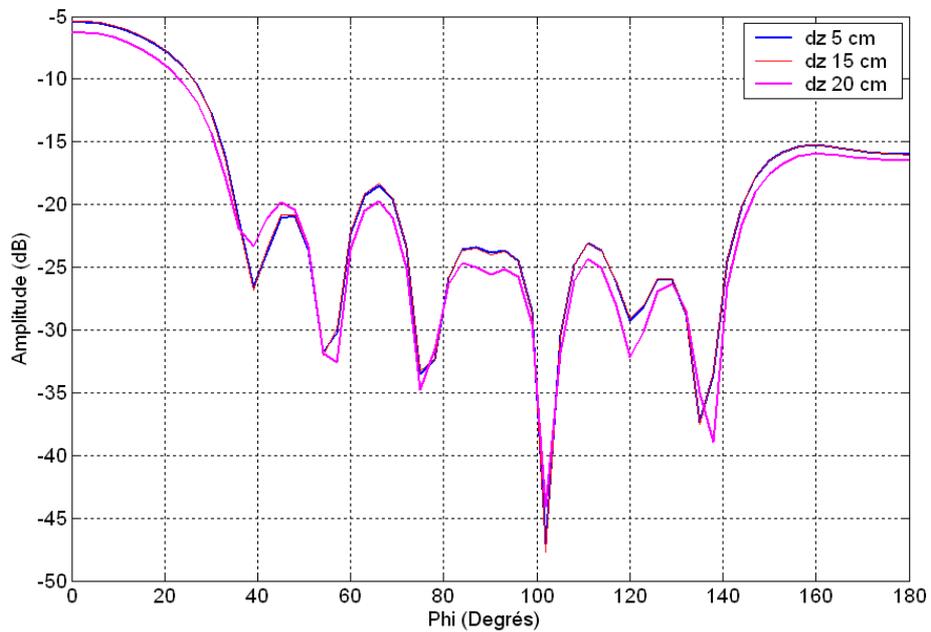


Figure A.IV- 7 : Effet d'augmentation de  $\Delta z$  sur la construction de CL à 1 GHz dans le plan H

## Annexe IV : La construction du champ $E_\phi$ lointain par simulation de l'antenne BIE-Sectorielle

La construction du champ lointain  $E_\phi$  rayonnée par l'antenne BIE-Sectorielle reprend la configuration sous CST proposée en Chapitre III paragraphe III-2.2.

Une simulation en CP temporelle est effectuée pour  $E_x$  et  $E_y$  permettant le calcul de  $E_\phi$  en CP pour chaque fréquence. En CL, des sondes temporelles sont placées dans les différents plans permettant la comparaison avec les champs lointains construits par la méthode du développement modal.

Les figures suivantes montrent la comparaison entre le champ  $E_\phi$  construit en CL et le champ  $E_\phi$  simulé directement en CL à 1.92, 1.95 et 1.98 GHz, dans le plan vertical  $\phi=30^\circ$ .

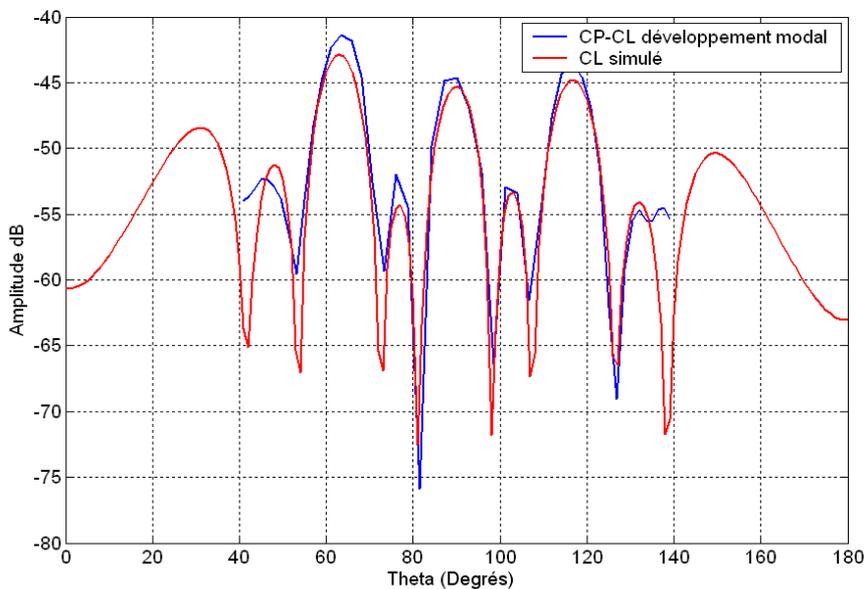


Figure A.V- 1 : CL  $E_\phi$  à 1.92 GHz

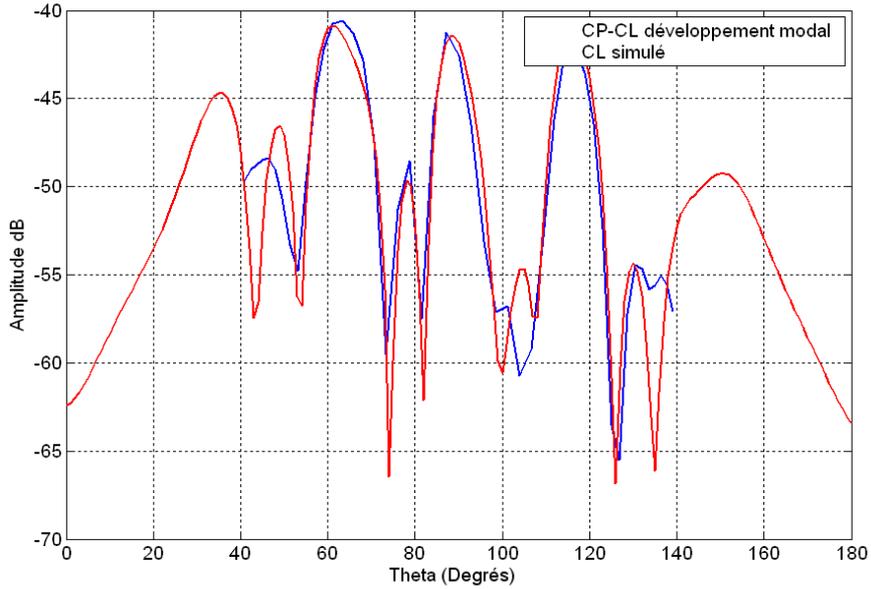


Figure A.V- 2 : CL  $E_\phi$  à 1.95 GHz

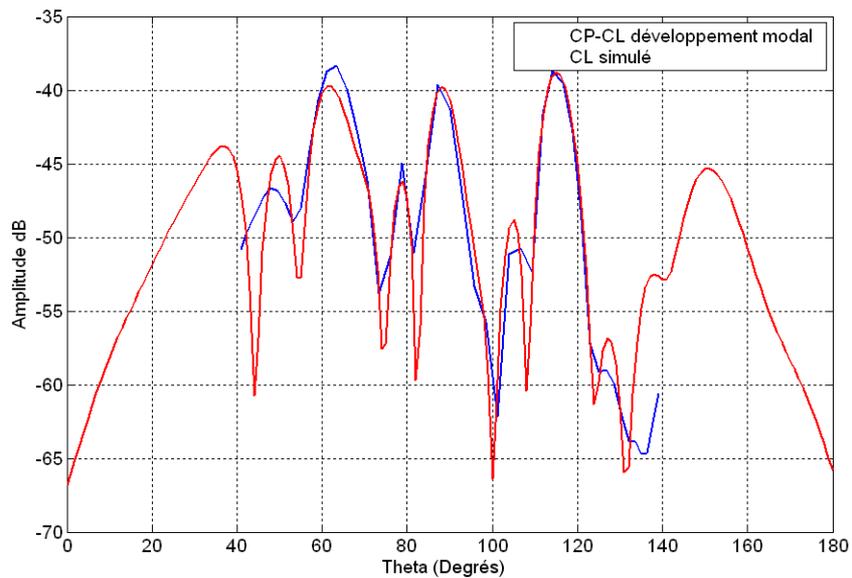


Figure A.V- 3 : CL  $E_\phi$  à 1.98 GHz

Les figures A.V-1, 2 et 3 montrent un bon accord entre les courbes construites et les courbes simulées, en termes de formes et de niveau. Les valeurs de  $E_\phi$  sont de l'ordre de 50 dB inférieures à celle de  $E_\theta$  (montrées dans les figures III-24, 25 et 26 du chapitre III). Cette composante n'a pas d'influence sur les valeurs du champ électrique rayonné lointain. On rappelle que la construction du CL dans un plan vertical est limitée par la hauteur du cylindre.

## Annexe V : L'oscilloscope numérique TDS 6804B

Le Tableau A.VI-1 montre les caractéristiques de l'oscilloscope TDS 6804B (Figure A.VI- 1).



Figure A.VI- 1 : Oscilloscope TDS 6804B

|                                      |                                     |
|--------------------------------------|-------------------------------------|
| Nombre de voies                      | 4                                   |
| Bande passante                       | 7GHz et 8GHz avec DSP               |
| Temps de montée                      | 62 ps                               |
| Impédance d'entrée                   | 50 ohms                             |
| Sensibilité                          | 10 mV/div à 1V/div sur 10 divisions |
| Résolution verticale                 | 8 Bits (>11 Bits avec moyennage)    |
| Tension maximale acceptée            | 5 V RMS                             |
| Fréquence maximale d'échantillonnage | 20 Géchantillons/s sur les 4 voies  |
| Base de temps                        | 25 ps/div à 40s/div                 |
| Jitter du trigger                    | 1.5 ps RMS                          |
| Longueur d'enregistrement            | 4 Mpoints sur une voie              |

Tableau A.VI-1 : Caractéristiques du TDS 6804B

Cet oscilloscope peut fonctionner suivant différents modes de fonctionnement :

## Annexe V

- Le mode RT (Real Time) donne un signal comportant uniquement les points mesurés par l'oscilloscope à la fréquence d'échantillonnage. Le pas temporel est donc de 50 ps à la fréquence maximale d'échantillonnage de 20 Gech/s.
- Le mode IT (Interpolated Time) ajoute des points interpolés entre les points mesurés. Il peut s'agir d'une interpolation linéaire ou en  $\sin(x)/x$ . Le pas temporel peut descendre artificiellement à 500 fs.
- Le mode ET (Equivalent Time) est un mode pseudo séquentiel. Plusieurs mesures sont effectuées et sont ensuite entrelacées par traitement DSP. Le pas temporel obtenu peut également descendre artificiellement à 500 fs.

Le mode IT offre un meilleur rendu des courbes grâce à l'interpolation. Ce mode est celui qui est le plus souvent employé.

A ces modes s'ajoutent différentes options comme :

- Le moyennage. Il est employé régulièrement avec les sources peu reproductibles
- Le mode enveloppe qui calcule les minimums et les maximums du signal sur plusieurs mesures.
- Le mode segmenté qui permet d'acquérir des parties des signaux sans tenir compte de ce qui passe entre elles. Plusieurs modes de Trigger sont disponibles dans le cas des expérimentations mais seul le déclenchement sur niveau a été utilisé.

## Annexe VI : Facteur d'antenne du capteur

Le capteur de champ électrique utilisé est le capteur AD-55 (Figure A.VII- 1) de la société *Prodyn* présenté dans la partie I.1.2. du chapitre 4.



Figure A.VII- 1 : capteur de champ électrique AD-55

Ce capteur est considéré omnidirectionnel dans le plan H (plan horizontal contenant le plan de masse du capteur), tandis que dans le plan E du capteur (le plan vertical à son plan de masse), le comportement du capteur dépend de l'angle d'incidence du champ, d'où le besoin d'une mesure (caractérisation) de son FA (Facteur d'antenne) dans ce plan.

Le principe de cette caractérisation repose sur l'utilisation d'une antenne à comportement 'connue' (fonction de transfert connue) en émission, le capteur à caractériser est en réception. La mesure des tensions à l'entrée de la première antenne et à la sortie du capteur et la distance entre les deux antennes, font que seule inconnue est la fonction de transfert du capteur :

$$V_1 \times F_T \times \frac{e^{-jkR}}{R} \times F_R = V_2 \quad \text{Équation 1}$$

avec :

$V_1$  : la tension mesurée à l'entrée de l'antenne d'émission

$V_2$  : la tension mesurée à la sortie du capteur

$R$  : la distance entre les deux antennes

$F_T$  et  $F_R$  : les fonctions de transfert de l'antenne d'émission et de réception respectivement

Les relations qui lient les fonctions de transfert aux tensions et champ sont :

$$F_T = \frac{E(R)}{V_1} \times R \quad [ ] \quad \text{et} \quad F_R = \frac{V_2}{E(R)} \quad [m]$$

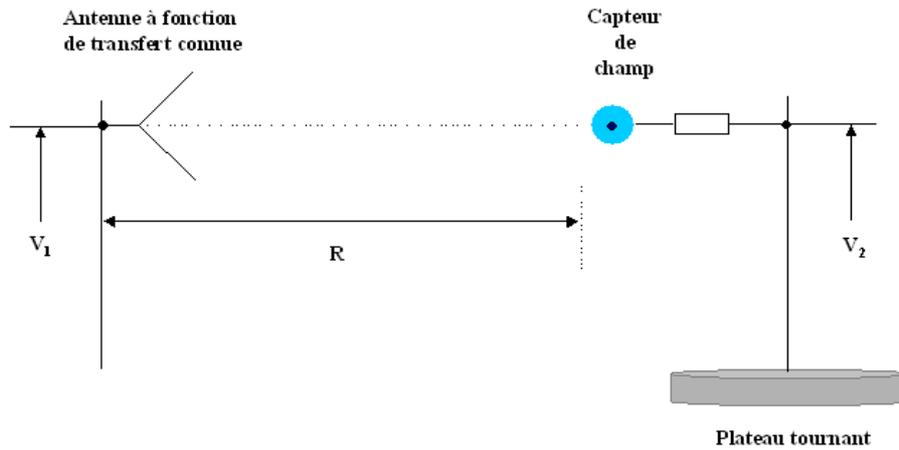


Figure A.VII- 2 : Configuration de la mesure effectuée pour la caractérisation du capteur dans son plan E

La Figure A.VII- 2 montre la configuration de cette mesure : le capteur est placé sur le plateau tournant afin d’effectuer le positionnement angulaire nécessaire, son plan de masse doit être vertical pour assurer les angles d’incidences dans son plan E.

Le FA de ce capteur est l’inverse de sa fonction de transfert ( $FA = \frac{1}{F_R}$ ) et s’exprime en  $[m^{-1}]$ .

La mesure s’effectue dans le domaine transitoire (la méthode transitoire outdoor ULB), le calcul du FA est effectué pour chaque angle d’incidence pour toute la bande de fréquence couverte par le signal d’excitation (Transformée de Fourier). Pour avoir le FA du capteur à une fréquence, il suffit de retirer les valeurs correspondantes à cette fréquence pour chaque angle d’incidence. Un exemple est donné dans la Figure 34 pour la fréquence de 1.95 GHz.

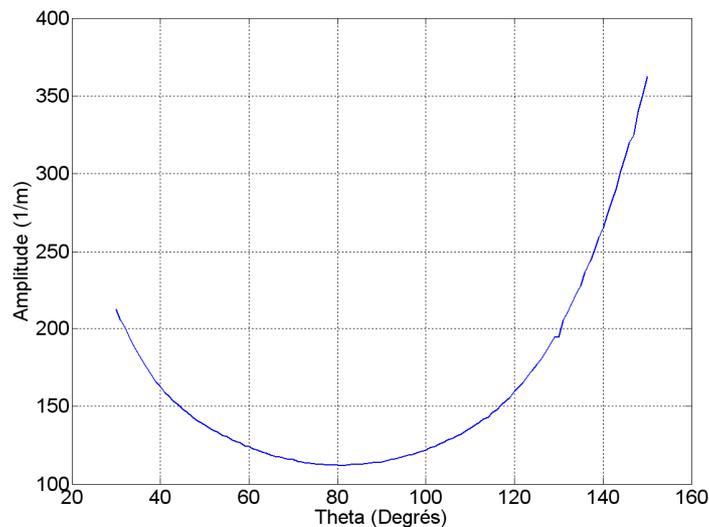


Figure A.VII- 3 : FA du capteur AD-55 à 1.95 GHz dans le plan

# **LISTE DES PUBLICATIONS**



## **Revue Internationale**

### ***Far-Field reconstruction from transient Near-Field measurement using modal development***

- ✓ Auteurs: R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, M. Jouvét, J. Andrieu, B. Jecko
- ✓ International Journal of Antennas and Propagation
- ✓ Vol. 2009, Article ID 798473, 2009

## **Communication nationale**

### ***Principe d'un banc outdoor de caractérisation impulsionnelle large bande de structures rayonnantes***

- ✓ Du 27/05/09 au 29/05/09
- ✓ Auteurs : R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, J. Andrieu, B. Jecko
- ✓ Conférence : JNM 2009
- ✓ Lieu : Grenoble, France

## **Conférences internationaux**

### ***Outdoor transient Ultra-wideband measurement techniques for antenna characterizations and radiation patterns***

- ✓ Du 23/03/09 au 27/03/09
- ✓ Auteurs : R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, J. Andrieu, B. Jecko
- ✓ Conférence : Eucap 2009
- ✓ Lieu : Berlin, Allemagne

Liste des publications

***Large antennas characterization: Far – Field reconstruction using outdoor transient measurements for narrow and wide band radiating sources***

- ✓ Du 12/04/10 au 16/04/10
- ✓ Auteurs : R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, M. Jovet, B. Jecko
- ✓ Conférence : Eucap 2010
- ✓ Lieu : Barcelone, Espagne

***Outdoor transient measurement base in cylindrical coordinates for antenna characterization***

- ✓ Du 11/07/10 au 17/07/10
- ✓ Auteurs : R. Rammal, M. Lalande, E. Martinod, N. Feix, M. Hajj, B. Jecko
- ✓ Conférence : APS 2010
- ✓ Lieu : Toronto, Canada

**Caractérisation Outdoor de structures rayonnantes via une mesure transitoire  
impulsionnelle et un algorithme de transformation champs proches – champs lointains**

***Résumé***

Ce mémoire présente le travail réalisé sur la conception et la réalisation d'une base de mesure outdoor reposant sur une technique ULB transitoire de mesure en champ proche, associée à un algorithme de transformation champs proches – champs lointains, dans le but de caractériser le rayonnement électromagnétique d'antennes.

Les méthodes de mesure transitoire outdoor développées récemment au sein de l'équipe OSA de XLIM ne nécessitent pas l'utilisation de chambres anéchoïques, et permettent d'obtenir en une seule mesure le comportement fréquentiel d'un dispositif testé. Ces techniques, appliquées à la mesure de champs proches, sont associées à un algorithme de transformation champ proche – champ lointain pour permettre la détermination des caractéristiques de rayonnement de deux antennes de grandes dimensions au comportement différent : ultra large bande et bande étroite.

Ce mémoire combinant simulations théoriques et expérimentales, présente les caractéristiques des antennes testées, détaille la technique de transformation champ proche – champ lointain utilisée et explicite le principe d'une mesure transitoire ULB et ses limites. Les outils mis en jeu dans ce travail permettent d'obtenir des caractéristiques d'antennes avec un bon niveau de précision et de fiabilité, ouvrant des perspectives de développements et d'applications supplémentaires pour cette base de mesure.

**Outdoor characterization of radiating structures via a time-domain  
measurement range and a near-field to far-field transformation algorithm**

***Abstract***

This manuscript presents the achieved work regarding the design and the implementation of an outdoor time-domain measurement range, coupled to a near-field to far-field transformation algorithm, toward the construction of the antenna's far field radiation pattern.

Outdoor time-domain measurement techniques are developed recently by the OSA/XLIM team; it simplify the use of anechoic chambers, and permit with only one transient acquisition to obtain the frequency response of a device under test in the covered spectrum. These techniques, applied to near field measurements, are associated to a near field to far field transformation algorithm to determine the far field radiation pattern of two large dimensions antennas of different types: Ultra-Wideband and narrowband.

This thesis, combining theoretical simulations and experimental applications, presents the antennas characteristics, illustrates the near field to far field transformation techniques and explains the principle of an outdoor time-domain measurement range and its limitations. The presented work allows the evaluation of antennas' characteristics with a good degree of accuracy and reliability, it constitute an opportunity for further development and applications regarding this measurement range.

---

***Mots clefs :*** Mesure outdoor, mesure transitoire impulsionnelle, caractérisation d'antennes, transformation champ proche – champ lointain, développement modal

---