

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N° 36-2009

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes"

présentée et soutenue par

Oussama AKHDAR

le 15 octobre 2009

Conception d'une méthode de déconvolution pour l'estimation des angles d'arrivée sur une antenne.

Application au sondage spatio-temporel du canal de propagation.

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE et co-encadrée par
Messieurs David CARSENAT et Cyril DECROZE

JURY :

R. VAUZELLE	<i>Professeur à l'université de Poitiers</i>	Président
X. BEGAUD	<i>Maître de conférence-HDR à ENST Paris Tech</i>	Rapporteur
A. SIBILLE	<i>Professeur à l'ENSTA Paris</i>	Rapporteur
J.M. CONRAT	<i>Ingénieur R&D France Télécom</i>	Examineur
B. JECKO	<i>Professeur à l'université de Limoges</i>	Examineur
T. MONEDIERE	<i>Professeur à l'université de Limoges</i>	Examineur
D. CARSENAT	<i>Enseignant chercheur à 3IL à limoges</i>	Examineur
C. DECROZE	<i>Maître de conférence à l'université de Limoges</i>	Examineur

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués à l'Institut de Recherche XLIM, unité mixte de recherche CNRS 6172, dirigé par Monsieur Dominique CROS. Ma profonde gratitude lui est adressée.

Mes remerciements vont à Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et Chef du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) de XLIM pour m'avoir accueilli dans son département durant ces trois années de thèse.

Mes sincères remerciements vont spécialement à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir accepté de diriger cette thèse.

Ma profonde gratitude à Monsieur Rodolphe VAUZELLE, Professeur à l'Université de Limoges pour avoir accepté de présider le jury de thèse, mes remerciements à Monsieur Xavier BEGAUD, Maître de conférence-HDR à Paris Tech et à Monsieur Alain SIBILLE, professeur à l'ENSTA pour avoir accepté d'être rapporteurs.

Mes remerciements à Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges et à Monsieur David CARSENAT Enseignant Chercheur à 3IL Limoges pour avoir codirigé cette thèse. Beaucoup de votre temps m'a été consacré. Vos conseils et vos idées m'ont permis d'arriver à ce stade, MERCI.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur J.M. CONRAT, Ingénieur R&D France télécom, pour avoir accepté et pour m'avoir fait l'honneur d'être membre de jury.

Mes chaleureux remerciements à ces dames formidables et dévouées, j'ai nommé Patricia LEROY et Nadine AYMARD qui sont nos chères secrétaires et qui se tuent à la tâche pour nous.

Un remerciement à Moctar MOUHAMADOU pour tout le travail et la compétence qu'il a apporté au développement du banc de mesure et à sa forte participation dans presque la totalité des mesures effectuées durant cette thèse.

Mes remerciements à Monsieur Eric ARNAUD, Ingénieurs d'études au CNRS pour m'avoir accueilli dans son bureau. Ce sacrifice de ta part Eric est gravé dans mon esprit ☺. Merci pour tes conseils sur les femmes (pas une pour sauver l'autre). Je m'arrête là.....

J'associe à ces remerciements tout le personnel du bureau du bas, Jojo, Adil, Agnès, Khalil, Fatna, Nicolas C. et Thomas, Guillaume, Ahmad K., Zhang, Manu R., Sébastien, Emilien. Au bureau du haut, je pense à Dina, Serge L., Alaa, Ahmad, MOMO BARJALONA, Lina. A vous tous, grand merci.

Le Grand ESKIFONE et le super Scncf.....

SAMOUSS, KAMEL, AZZA, NAJI et MAGUI et notre futur najnouj.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE..... 1

CHAPITRE I METHODES DE CARACTERISATION SPATIO-TEMPORELLES DU CANAL DE PROPAGATION 7

I.1.	INTRODUCTION	9
I.2.	PROPAGATION RADIOELECTRIQUE	9
I.2.1.	DEFINITION D'UN CANAL DE PROPAGATION	9
I.2.2.	PROPAGATION EN ESPACE LIBRE.....	10
I.2.3.	PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES	11
I.2.4.	L'EFFET DOPPLER	14
I.3.	CARACTERISATION DETERMINISTE DU CANAL DE PROPAGATION	14
I.3.1.	MODELISATION MATHEMATIQUE.....	14
	I.3.1.1. Filtre variant au cours du temps	15
	I.3.1.2. Filtre invariant dans le temps	16
	I.3.1.3. Fonctions de transfert.....	16
I.3.2.	OBJECTIFS DE MESURE DE PROPAGATIONS	18
I.3.3.	PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU CANAL DE PROPAGATION	18
	I.3.3.1. Atténuation-Pertes en puissance.....	18
	I.3.3.2. PDP-Bande de cohérence-Nombre de trajets	19
	I.3.3.3. Temps de cohérence	21
	I.3.3.4. Distribution angulaire de puissance	21
I.4.	LES TECHNIQUES DE MESURE DE PROPAGATION.....	22
I.4.1.	DOMAINE TEMPOREL.....	22

I.4.1.1.	Sondage par impulsion	22
I.4.1.2.	Techniques de mesure par corrélation glissante.....	23
I.4.1.3.	Mesures par filtre adapté	26
I.4.2.	DOMAINE FREQUENTIEL.....	27
I.4.2.1.	L'analyseur du réseau vectoriel – Balayage pas à pas	27
I.4.2.2.	Technique chirp – balayage linéaire.....	28
I.4.3.	DOMAINE SPATIAL	29
I.4.3.1.	Techniques spatiales.....	30
I.4.3.1.a	Rotation d'antenne	30
I.4.3.1.b	Réseau virtuel	30
I.4.3.1.c	Commutation rapide- mesure multi-capteurs.....	31
I.4.3.1.d	Sondeur multi-canaux.....	32
I.4.3.2.	Réseau de capteurs	33
I.4.3.3.	Type d'échantillonnage	33
I.4.3.4.	Méthodes et algorithmes de traitement	34
I.4.3.4.a	Formation de faisceaux	35
I.4.3.4.b	La méthode de capon.....	36
I.4.3.4.c	La méthode MUSIC.....	37
I.4.3.4.d	La méthode ESPRIT	38
I.4.4.	CHOIX DE LA TECHNIQUE DE MESURE ET LA METHODE DE TRAITEMENT ASSOCIEE	40
I.5.	CONCLUSION.....	42

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I 43

CHAPITRE II METHODE DE DECONVOLUTION POUR LA DETECTION DES ANGLES D'ARRIVEE 57

II.1.	INTRODUCTION	59
II.2.	METHODE PROPOSEE POUR LE CALCUL DE L'ANGLE D'ARRIVEE.....	59
II.2.1.	FORMULATION ANALYTIQUE	60
II.2.2.	ANALYSE ET INTERPRETATION	62
II.2.2.1.	Système d'équations linéaires.....	66
II.2.2.2.	Filtrage adaptatif.....	69

II.2.3.	L'ALGORITHME CLEAN DE HÖGBOM	71
II.2.4.	LA CONCEPTION DE LA METHODE AOACLEAN	73
II.2.5.	VALIDATION DE LA METHODE AOACLEAN	78
II.2.6.	ÉTUDE PARAMETRIQUE	83
II.3.	EXTRACTION DES SOURCES	85
II.3.1.	CAS D'UNE SEULE SOURCE EMETTRICE.....	86
II.3.1.1.	Antenne cornet.....	86
II.3.1.2.	Antenne patch P2.....	87
II.3.2.	CAS DE DEUX SOURCES EMETTRICES	88
II.3.2.1.	L'antenne cornet et l'antenne patch P1	88
II.3.2.2.	L'antenne cornet et l'antenne patch P2.....	90
II.3.2.3.	Les deux antennes patchs P2 et P1	92
II.3.3.	CAS DE TROIS SOURCES EMETTRICES	93
II.4.	CONCLUSION.....	94
<u>BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II.....</u>		95

**CHAPITRE III APPLICATION DE LA METHODE DE DECONVOLUTION AU
SONDAGE SPATIO-TEMPOREL DU CANAL DE PROPAGATION.....** **99**

III.1.	INTRODUCTION	101
III.2.	DESCRIPTION DU SONDEUR SPATIAL	101
III.2.1.	MODULES D'EMISSION ET DE RECEPTION	102
III.2.2.	ANTENNES.....	104
III.2.3.	SYSTEME DE POSITIONNEMENT	105
III.2.4.	LOGICIELS	106
III.2.5.	ARCHITECTURE GENERALE DU SONDEUR	107
III.2.6.	VALIDATION DE LA PLATEFORME DE MESURES SPATIALES	108
III.3.	CAMPAGNE DE MESURES SPATIALES.....	109

III.3.1.	ENVIRONNEMENT DE MESURES.....	109
III.3.2.	MESURES EN VISIBILITE DIRECTE (LOS).....	110
	III.3.2.1. Bilan de liaison	110
	III.3.2.2. Repère et diagramme	111
	III.3.2.3. Résultats des mesures	112
III.3.3.	MESURES EN ZONE D’OMBRE (NLOS)	116
	III.3.3.1. Bilan de liaison	116
	III.3.3.2. Résultats des mesures	117
	III.3.3.2.a Situation NLOS (salle A2)	117
	III.3.3.2.b Situation NLOS (salle A3).....	118
III.3.4.	CONCLUSION.....	120
III.4.	CARACTERISATION SPATIO-TEMPORELLE DU CANAL DE PROPAGATION.....	121
III.4.1.	MISE EN ŒUVRE DE LA TECHNIQUE DE LA CORRELATION GLISSANTE.....	121
III.4.2.	TECHNIQUE DE MESURE CONJOINTE SPATIALE ET TEMPORELLE	125
	III.4.2.1. AOACLEAN dans un contexte spatio-temporel	125
	III.4.2.2. Implémentation et Simulation numérique	126
	III.4.2.3. Plateforme de mesure spatio-temporelle	130
III.4.3.	CAMPAGNE DE MESURES SPATIO-TEMPORELLES « OUTDOOR TO INDOOR ».....	133
	III.4.3.1. Mesures en visibilité directe (LOS).....	134
	III.4.3.2. Mesures en zone d’ombre (NLOS).....	136
	III.4.3.3. Dispersion angulaire – Dispersion de retard.....	140
III.4.4.	CONCLUSION.....	142
	<u>BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III</u>	<u>143</u>
	<u>CONCLUSION GENERALE</u>	<u>147</u>
	<u>ANNEXES.....</u>	<u>153</u>
	<u>LISTE DES TRAVAUX</u>	<u>175</u>

INTRODUCTION GENERALE

Depuis l'apparition des réseaux radio mobiles cellulaires analogiques au début des années 70, les communications par voie hertzienne n'ont pas cessé d'évoluer. Le déploiement de ces réseaux, en France, a démarré en 1986. À cette première génération lui a succédé les systèmes de communications numériques qui permettent le transport de la voix et des messages alphanumériques à bas débits. Ces systèmes numériques connus sous l'appellation GSM (Global System for Mobile communication), sont apparus dans les années 90. Le système de troisième génération UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) est désormais opérationnel depuis l'année 2003. Ce dernier système offre des débits supérieurs à ceux fournis par les systèmes de première et deuxième générations. De plus, aujourd'hui le développement ne concerne pas uniquement les réseaux cellulaires mais aussi la Boucle Locale Radio BLR ou WLL (Wireless Local Loop) avec la popularité d'Internet.

Cependant, en raison d'une utilisation croissante des services d'applications multimédias (voix, textes, photos, vidéo, accès d'internet), le transfert rapide d'informations à travers les systèmes de communications sans fil devient une nécessité capitale. L'adaptation de ces systèmes à la demande des utilisateurs de plus en plus exigeants en terme de mobilité est obligatoire afin d'assurer une connexion haut débit avec la meilleure qualité de service. Or il est difficile de maintenir ce mode de connectivité quelle que soit la position de l'utilisateur. Cette difficulté est liée aux problèmes de couverture et de portée (faibles puissances reçues, problèmes de pénétrations, problèmes d'interférences avec d'autres systèmes rayonnants, ...).

Aujourd'hui, une solution à ces problèmes réside dans le développement des réseaux métropolitains de type WiMax et ceux mobiles de nouvelle génération. Ces réseaux ont en commun l'emploi de la technique de modulation/multiplexage OFDM bien adaptée à la réalisation des réseaux sans fil à haut débit numérique. Le standard WiMax, qui utilise et optimise cette technique, est destiné aussi bien au déploiement d'accès fixes en complément des réseaux ADSL que mobiles en complément des réseaux GSM/UMTS existants.

Afin de développer de tels systèmes, une parfaite connaissance des propriétés du canal radio est nécessaire. Les performances d'un système de transmission sans fil sont en effet directement liées aux conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas de figure de systèmes tels que le WiMax qui ont pour ambition d'apporter dans des milieux Indoor des hauts débits, la caractérisation et la modélisation de la pénétration à l'intérieur des bâtiments sont des enjeux importants. Ce mécanisme (outdoor to indoor) est encore mal

connu aujourd'hui et une caractérisation du canal dans un tel scénario est importante pour acquérir les connaissances nécessaires. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail présenté dans ce document.

Le sujet de cette thèse porte sur la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation statique dans un contexte outdoor to indoor dans la bande WiMax à 3.5 GHz. Il a été mené au sein de l'équipe « réseaux sans fil » du département OSA (Ondes et Systèmes associés) de l'institut de recherche XLIM. Les travaux de l'équipe sont consacrés au dimensionnement et à l'optimisation des systèmes sans fil. L'ensemble de ces activités s'appuie sur le savoir faire du département OSA en ce qui concerne la propagation électromagnétique et les antennes associées. Ces études de dimensionnement sont dissociées en 3 axes de recherche étroitement liés; à savoir : le développement d'outils de simulation de couverture et capacité, l'étude de systèmes à diversité d'antennes et du traitement du signal associé (systèmes MIMO), ainsi que le déploiement de démonstrateurs expérimentaux et des méthodes de mesures associées.

Le travail, présenté ici, est l'un des premiers travaux de notre équipe, dédié au sondage du canal de propagation. Il a été mené en bonne partie dans le cadre de deux projets. Le premier est un projet régional intitulé « SYSMART » initié à Limoges dans le cadre du pôle de compétitivité ELOPSYS. Il porte sur le développement de systèmes antennaires compatibles avec les exigences de propagation des signaux radioélectriques à haut débit de type WIMAX et la réalisation d'un démonstrateur pour valider les solutions retenues et évaluer l'amélioration de la qualité de service. Le deuxième est un projet national ANR intitulé « ORIANA » et porte sur l'étude et l'optimisation des réseaux interopérables sans fils aux moyens de systèmes multi-Antennes et de relais coopératifs dans les bandes WiFi et WiMax. Dans ces deux projets, comme dans toutes les études systèmes, une analyse approfondie du canal de transmission et des mécanismes de propagation associés est indispensable. Les études menées doivent prendre en compte la réponse spatio-temporelle du canal, c'est-à-dire la réponse impulsionnelle en fonction de l'angle d'arrivée. Cette réponse du canal sera directement injectée dans les simulateurs de transmission développés dans le cadre des deux précédents projets.

Cette thèse se décompose en trois chapitres qui détaillent l'évolution de notre travail.

Le chapitre 1 sera dédié à l'analyse du canal de propagation en rappelant les phénomènes engendrés par les interactions du signal électromagnétique avec l'environnement. La représentation mathématique du canal de propagation sera également détaillée. Les objectifs de mesure de propagation et les paramètres caractéristiques du canal seront illustrés. Nous nous intéressons ensuite aux différentes techniques mises en oeuvre pour la caractérisation spatiale et temporelle du canal de propagation et aux méthodes de traitement associées. Les avantages et les inconvénients seront répertoriés et serviront de base pour effectuer une comparaison. À partir de cette dernière, le choix du couple technique spatiale - technique temporelle à mettre en oeuvre pour la caractérisation du canal sera effectué. Nous verrons que des contraintes liées aux méthodes de traitement spatial et à la technique de mesure choisie vont nous pousser à développer notre propre méthode de traitement. Il s'agit d'une étape importante pour aborder le deuxième chapitre.

Le chapitre 2 sera consacré à la méthode de traitement développée au cours de cette thèse. La méthode sera détaillée dans un premier temps dans sa version réduite à la dimension spatiale et dans un seul plan (azimutal). Basée sur la technique de rotation d'antenne, la nouvelle méthode consiste à effectuer une déconvolution entre le diagramme de rayonnement complexe de l'antenne de réception et la tension mesurée lors de la rotation de l'antenne. Les angles d'arrivée seront déduits ensuite du signal résultant de la déconvolution. Une formulation analytique suivie des mesures en chambre anéchoïque permettront de valider le principe proposé. Les contraintes liées à la technique de rotation seront étudiées et surmontées par des solutions efficaces qui feront ensuite une partie intégrante de la méthode proposée. Ensuite la méthode sera renforcée par un algorithme d'extraction de sources inspiré de l'astronomie. L'objectif est d'améliorer la résolution et la sélectivité des angles d'arrivée estimés après la déconvolution et la réduction du niveau de bruit. De nombreuses modifications seront apportées à cet algorithme afin de l'adapter au contexte des angles d'arrivée. Une étude paramétrique nous permettra d'évaluer les capacités et les limites de l'intégralité de la méthode baptisée AOACLEAN. Le comportement de AOACLEAN sera étudié en se basant sur différentes mesures réalisées en chambre anéchoïque.

Le chapitre 3 sera divisé en deux parties. La première partie est consacrée au sondage spatial du canal de propagation. Une description complète du sondeur spatial est effectuée et l'environnement de mesure sera présenté. Deux analyses de cas, avec et sans visibilité directe, seront proposées. Deux antennes, un patch et un réseau carré de patch seront utilisés

successivement à la réception et une comparaison des angles d'arrivée obtenus après l'application de AOACLEAN sur les données mesurées par les deux antennes sera établie.

La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée au sondage spatio-temporel du canal de propagation. La mise en œuvre de la technique temporelle choisie au cours du premier chapitre sera détaillée. Ensuite le couplage entre cette dernière et la technique de mesure spatiale sera présenté. Nous verrons par la suite, l'extension de AOACLEAN pour couvrir les deux dimensions spatiales et temporelles. Le principe proposé sera validé par des simulations numériques et une plateforme de mesure spatio-temporelle sera conçue et validée par des mesures préalables dans un environnement réel indoor. Finalement, les résultats de mesures spatio-temporelles réalisées suivant différentes configurations dans un environnement outdoor to indoor seront présentés.

Enfin une conclusion générale dresse un bilan de ce travail et propose quelques perspectives de recherche.

**CHAPITRE I METHODES DE
CARACTERISATION SPATIO-
TEMPORELLES DU CANAL DE
PROPAGATION**

I.1. Introduction

La caractérisation d'un canal radio ainsi que les différents mécanismes de propagation (réflexion, transmission, diffraction, diffusion) s'établissent au moyen de mesures qui contribuent à la mise en œuvre de modèles de canaux dont l'utilité est de réaliser des simulations réalistes de systèmes de transmission et de faciliter le déploiement des réseaux de communication. Les grandeurs mesurées varient en fonction des applications considérées et des besoins d'analyse (mesure de champ, mesure de la réponse impulsionnelle, mesure des angles d'arrivée, mesure des débits, etc.). Un intérêt principal est porté pour la mesure des angles d'arrivée et les profils relatifs à la réponse impulsionnelle du canal, tout le long de ce manuscrit.

Dans ce chapitre, nous analysons le canal de propagation en rappelant les phénomènes engendrés par les interactions du signal électromagnétique avec l'environnement. La représentation mathématique du canal de propagation sera également détaillée. Les objectifs de mesure de propagation et les paramètres caractéristiques du canal seront illustrés. Nous nous intéressons ensuite aux différentes techniques pour la caractérisation spatiale et temporelle du canal de propagation et aux méthodes de traitement associées. Les avantages et les inconvénients de ces techniques seront dégagés. Une comparaison de ces différentes techniques nous permettra de choisir la plus adaptée pour la mise en œuvre du sondeur du canal qui sera présenté dans les chapitres suivants.

I.2. Propagation radioélectrique

En 1831, Michael FARADAY commença une série d'expériences au cours desquelles il découvrit le phénomène de l'induction magnétique. Entre 1861 et 1865, en se basant sur le travail expérimental de FARADAY et d'autres scientifiques, James Clerck MAXWELL mit au point sa théorie qui prédit l'existence des ondes électromagnétiques. La présence de ces dernières fut confirmée en 1888 par Heinrich HERTZ en utilisant deux antennes. Depuis ce temps, de nombreuses recherches ont été menées pour caractériser les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques.

I.2.1. Définition d'un canal de propagation

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui associe au signal d'entrée $e(t)$ le signal de

sortie $s(t)$ et qui tient compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement.

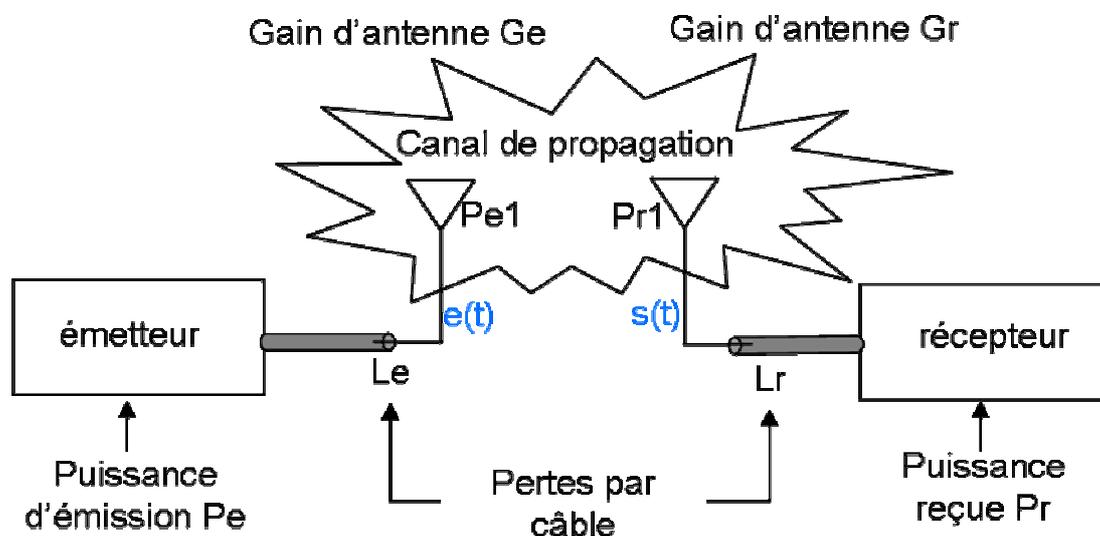


Figure I-1 : schéma synoptique d'une chaîne de communication.

I.2.2. Propagation en espace libre

L'onde émise par l'émetteur va parvenir au récepteur en suivant des chemins divers. En espace libre où aucun obstacle ne perturbe la propagation, l'onde se propage en ligne droite. La propagation est décrite par un seul trajet reliant l'émetteur au récepteur [1]. L'atténuation du signal en espace libre est calculée par la formule de Friis :

$$L_F = \frac{P_{r1}}{P_{e1}} = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.1)$$

Où $\lambda = c/f$ est la longueur d'onde, c est la célérité de la lumière et f est la fréquence de travail. d est la distance séparant les deux antennes d'émission et de réception. On précise que cette relation n'est valable que lorsque l'antenne de réception est en champ lointain par rapport à l'antenne d'émission. Cette condition est vérifiée lorsque la distance d est supérieure à la distance de Fraunhofer d_F :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.2)$$

Où D représente la dimension maximum de l'ouverture de la tache rayonnante de l'antenne d'émission.

I.2.3. Propagation par trajets multiples

En présence d'obstacles (milieu urbain, rural, intérieur des bâtiments, etc.), l'onde émise subit des déviations qui dépendent de la nature des interactions onde/obstacles. Ces interactions peuvent être classées selon les formes, les propriétés électriques des obstacles et les dimensions des surfaces d'interaction vis-à-vis de la longueur d'onde λ . Nous distinguons quatre phénomènes régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement : la réflexion, la réfraction, la diffraction, la diffusion [2-3].

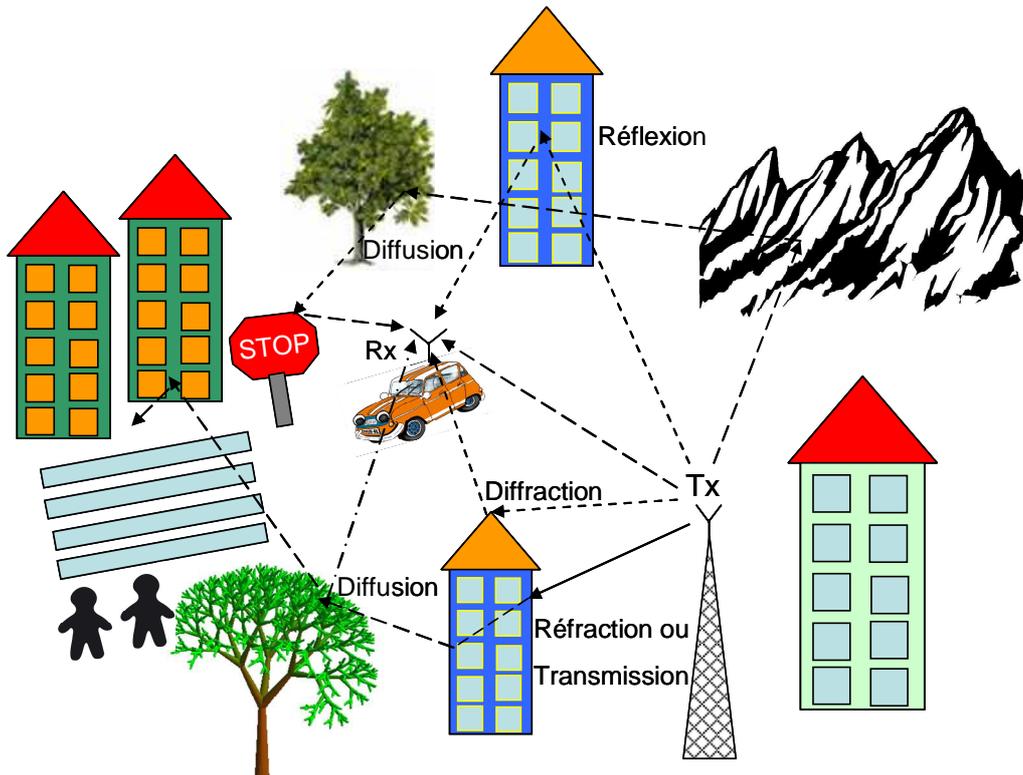


Figure I-2 : Les différents mécanismes de propagation.

- **Réflexion** : la réflexion a lieu sur les obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde λ du signal. En général, une partie de l'énergie est réfléchié ; tout dépend de la conductivité de l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, toute l'énergie est réfléchié. Deux types de réflexions peuvent exister : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. La réflexion spéculaire apparaît sur une surface totalement lisse, ou présentant des irrégularités très petites par rapport à λ . Lorsque les irrégularités de la surface sont de dimensions comparables à λ , la réflexion de l'onde sur la surface devient diffuse et l'onde est réfléchié dans plusieurs directions [4]. La réflexion diffuse est également observée sur une surface de dimension finie même si la surface est lisse.

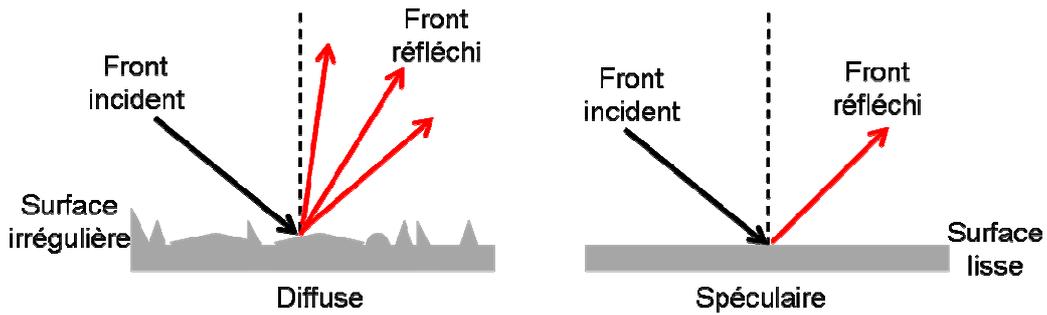


Figure I-3 : Mécanismes de réflexions spéculaire et diffuse.

- Réfraction : comme la réflexion, la réfraction a lieu sur les obstacles de grandes dimensions par rapport λ . La surface de l'obstacle sépare deux milieux de propriétés électriques différentes. La réfraction décrit la transmission de l'onde à travers l'obstacle (mur, cloison, etc.). Elle se traduit par un changement de direction au niveau de l'onde traversant l'obstacle et par un affaiblissement de puissance par rapport à l'onde incidente.

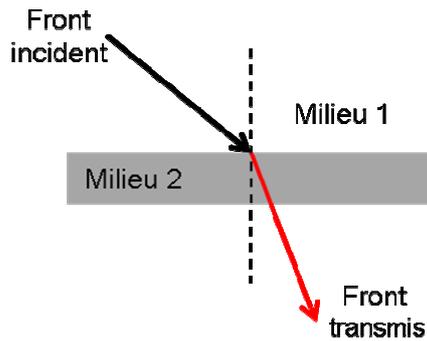


Figure I-4 : mécanisme de réfraction ou de transmission.

- Diffraction : la diffraction est observée lorsqu'une onde rencontre des arêtes ou des points angulaires d'un obstacle de grandes dimensions par rapport à λ . Le point de diffraction se comporte, selon les principes de Huygens [3], comme une source secondaire qui propage l'onde de nouveau sous forme sphérique.

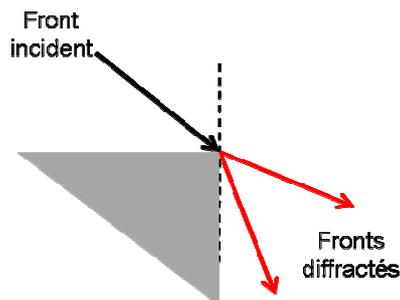


Figure I-5 : Mécanisme de diffraction.

- Diffusion : la diffusion apparaît en présence des objets dont les dimensions sont de même ordre de grandeur ou plus petites devant λ . La diffusion est un phénomène de type macroscopique tel que la diffraction ; chaque irrégularité crée une onde diffractée.

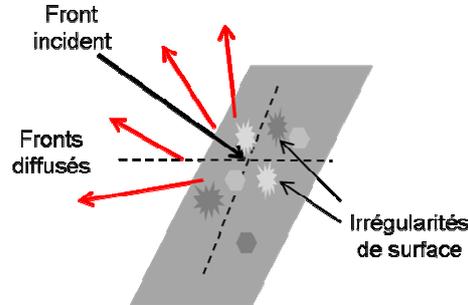


Figure I-6 : Mécanisme de diffusion.

Les phénomènes cités précédemment engendrent la propagation par trajets multiples : l'onde émise est réfléchiée, diffractée, réfractée et diffusée dans le canal de propagation. Ainsi, l'onde reçue par le récepteur n'est pas seulement l'onde émise atténuée et retardée mais la somme d'une multitude de répliques de l'onde émise. En absence du trajet direct (LOS : Line Of Site), les trajets multiples vont assurer la liaison radio ; c'est le cas désigné par NLOS (Non Line Of Sight) [1,5]. L'impact de la propagation en espace libre ou par trajets multiples sur la puissance reçue se traduit par des variations rapides ou lentes au niveau de cette puissance Figure I-7.

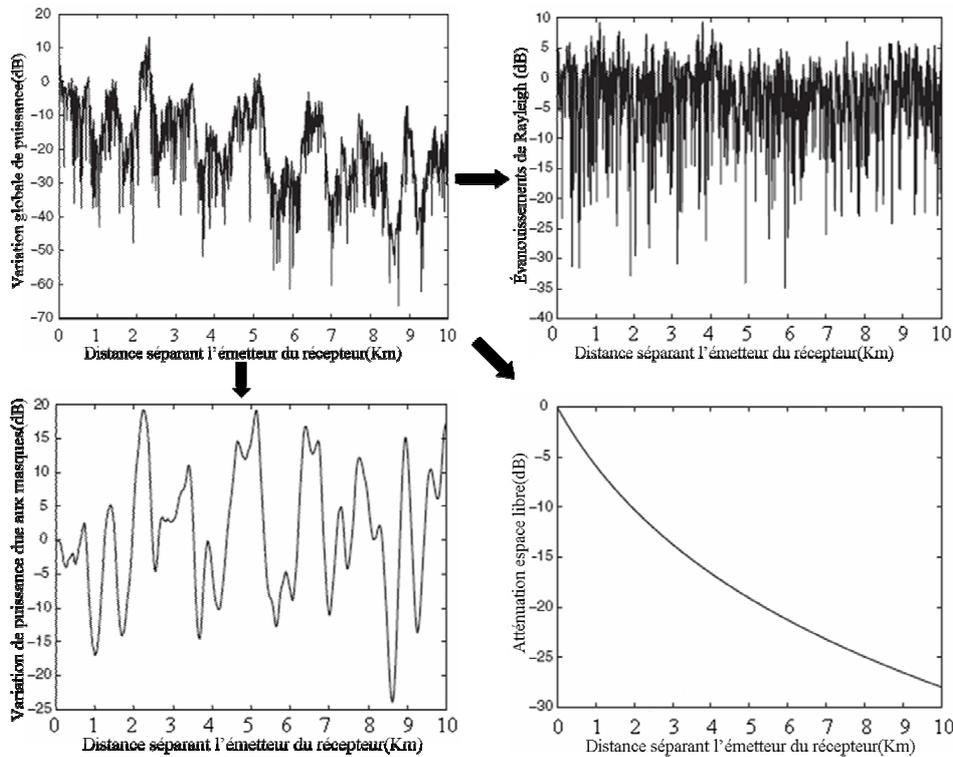


Figure I-7 : Les différentes variations de la puissance reçue au niveau du récepteur.

Les variations lentes sont liées aux effets de la distance ou la présence des masques (collines, bâtiments, etc.). Les variations rapides correspondent à l'évanouissement de type Rayleigh et sont dues aux recombinaisons des trajets multiples d'une manière constructive ou destructive [6].

I.2.4.L'effet Doppler

L'effet doppler est un décalage qui apparaît au niveau de la fréquence d'un signal lorsque la distance parcourue par ce dernier varie au cours du temps. La variation de la distance peut être due à un déplacement de l'émetteur ou du récepteur ou les deux ensembles. Le cas le plus simple est celui d'un émetteur fixe et d'un récepteur en mouvement [8]. Le récepteur se déplace à la vitesse v en recevant un signal sous forme d'une onde plane formant un angle α avec la trajectoire parcourue par le récepteur.

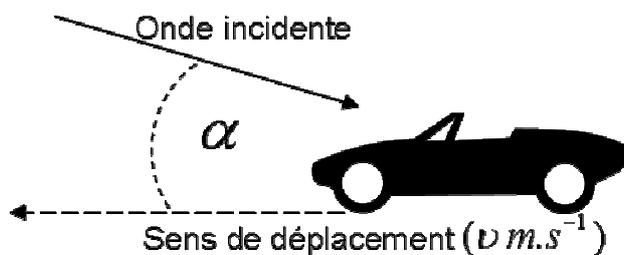


Figure I-8 : L'effet Doppler.

Dans ce cas, le décalage Doppler observé est :

$$\nu = f \frac{v}{c} \cos(\alpha) \quad (1.3)$$

Où f est la fréquence du signal et c est la célérité de la lumière. La fréquence mesurée en champ lointain au niveau du récepteur est égale à $f + \nu$.

I.3. Caractérisation déterministe du canal de propagation

I.3.1.Modélisation mathématique

L'ensemble des atténuations dues à la distance et les variations d'amplitude et de phase dues aux obstacles et aux trajets multiples permet de représenter le canal de propagation par un filtre linéaire, puisque les interactions des ondes électromagnétiques avec l'environnement sont elles mêmes supposées linéaires.

1.3.1.1. Filtre variant au cours du temps

Dans le cas où le canal varie dans le temps (mouvement de l'émetteur, du récepteur ou des obstacles), le filtre équivalent est aussi variant dans le temps. Dans ce cas, les signaux émis $e(t)$ et reçu $s(t)$ en bande de base sont reliés par la relation suivante :

$$s(t) = h(t, \tau) * e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (1.4)$$

Où * est l'opérateur de la convolution. $h(t, \tau)$ représente une double dépendance en temps et en retard; t et τ décrivent respectivement l'axe temporel et l'axe des retards Figure I-9.

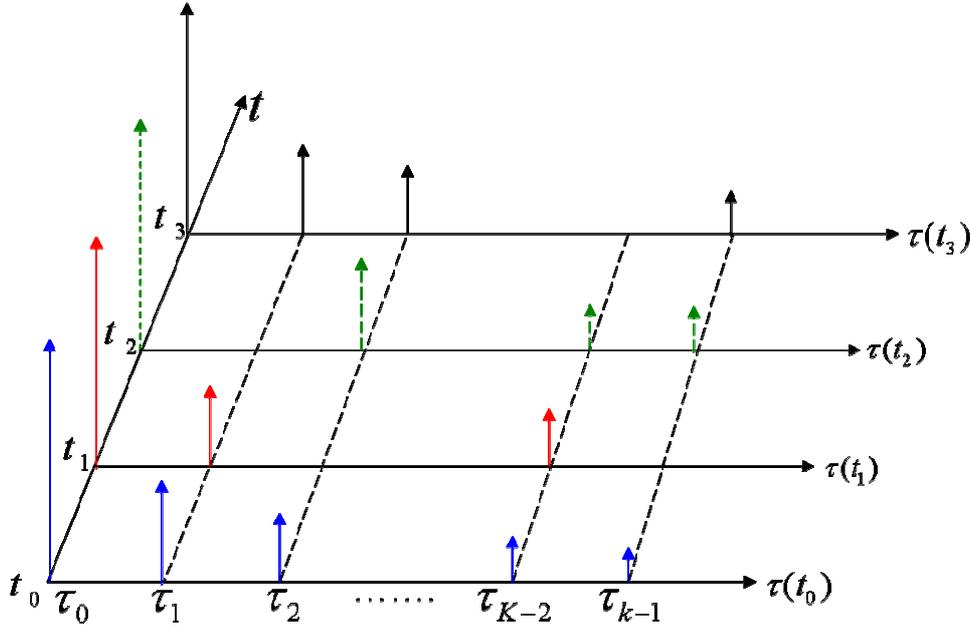


Figure I-9 : Exemple d'une réponse impulsionnelle d'un canal variant dans le temps.

La réponse impulsionnelle du canal peut être exprimée en fonction des amplitudes, des phases et des retards correspondants aux trajets multiples. Si le canal contient K trajets alors la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ en bande de base est [7-9]:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{k-1} a_k(t, \tau) \delta(\tau - \tau_k(t)) e^{-j\beta_k(t, \tau)} \quad (1.5)$$

Où a_k , τ_k , β_k sont l'amplitude, le retard et la phase du k -ième trajet. Ces paramètres varient en fonction du temps t .

Une prise en compte des antennes au niveau de la réception revient à intégrer l'expression de la réponse impulsionnelle du canal sur les intervalles angulaires en azimut et en élévation afin de caractériser la dépendance spatiale de ce dernier.

$$h(t, \tau, \Omega) = \sum_{k=0}^{k-1} a_k(t, \tau) \delta(\tau - \tau_k(t)) \delta(\Omega - \Omega_k) e^{-j\beta_k(t, \tau)} \quad (1.6)$$

Où $\Omega_k = (\varphi_k, \theta_k)$ est l'angle d'arrivée du k-ième trajet dans un repère sphérique. φ_k décrit l'angle d'arrivée en azimut et θ_k décrit l'angle d'arrivée en élévation.

La relation qui relie $h(t, \tau)$ à $h(t, \tau, \Omega)$ est:

$$h(t, \tau) = \int_{\Omega} h(t, \tau, \Omega) \cdot g(\Omega) d\Omega \quad (1.7)$$

Où $g(\Omega) = g(\theta, \varphi)$ est le diagramme de rayonnement complexe de l'antenne de réception.

1.3.1.2. *Filtre invariant dans le temps*

Dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont fixes, et en supposant que les obstacles qui se trouvent sur le trajet de l'onde sont immobiles, le canal est considéré comme un filtre linéaire invariant dans le temps (statique). L'hypothèse de linéarité tout comme celle de l'invariance sont deux hypothèses mathématiques souvent admises pour les systèmes physiques. Ainsi la représentation entière du canal de propagation est illustrée par sa réponse impulsionnelle invariante dans le temps $h(\tau)$. En effet, cette réponse du canal est un cas particulier qui peut être déduit de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$.

La réponse impulsionnelle complexe en bande de base d'un canal invariant dans le temps $h(\tau)$ s'écrit de la manière suivante :

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(\tau - \tau_k) e^{-j\beta_k} \quad (1.8)$$

Cette relation traduit bien que chaque trajet (k) de l'onde est affecté par une atténuation (a_k), un retard (τ_k) et une phase (β_k). Ces paramètres sont indépendants du temps.

1.3.1.3. *Fonctions de transfert*

La relation entre l'entrée et la sortie d'un filtre linéaire peut être exprimée dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Pour décrire le canal radio, trois autres fonctions complètent la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$: la réponse bifréquentielle, la fonction de transfert variant dans le temps et la fonction de dispersion [7,10].

- La fonction bifréquentielle $T(f, \nu)$:

Cette fonction met en évidence le phénomène de Doppler. Elle est reliée au spectre du signal reçu et celui du signal émis.

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f - \nu) T(f, \nu) d\nu \quad (1.9)$$

Où $S(f)$ et $E(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de $s(t)$ et $e(t)$. ν est le décalage Doppler.

- La fonction de transfert variant dans le temps $H(f, t)$:

Cette fonction relie le signal temporel en sortie du filtre $s(t)$ au spectre du signal en entrée $E(f)$.

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f)H(f,t) e^{j2\pi ft} df \quad (1.10)$$

$H(f,t)$ est la transformée de Fourier directe de $h(t,\tau)$. Si le canal présente une largeur de bande suffisamment faible (un signal sinusoïdal à l'entrée du canal), la fonction de transfert peut être mesurée à l'aide d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV) ce qui permet de caractériser les effets des trajets multiples à l'intérieur des bâtiments cependant l'utilisation de l'ARV est limitée à ces types d'environnements. La faible couverture en distance de mesures est due au fait que l'ARV est à la fois l'émetteur et le récepteur.

- La fonction de dispersion $S(\tau,\nu)$:

Cette fonction représente le canal dans l'espace retard - décalage Doppler. Elle permet de voir l'évolution dans les domaines temporel et fréquentiel simultanément. En pratique, cette fonction permet de suivre l'évolution des différents trajets de propagation pour un mobile se déplaçant à une vitesse constante. La fonction $S(\tau,\nu)$ relie le signal de sortie au signal d'entrée $e(t)$ par la relation suivante :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e(t-\tau)S(\tau,\nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (1.11)$$

L'ensemble des quatre fonctions sont de type Bello [10]. Le passage d'une fonction à une autre se fait à l'aide des transformées de Fourier directe ou inverse ; les différents passages sont illustrés Figure I-10.

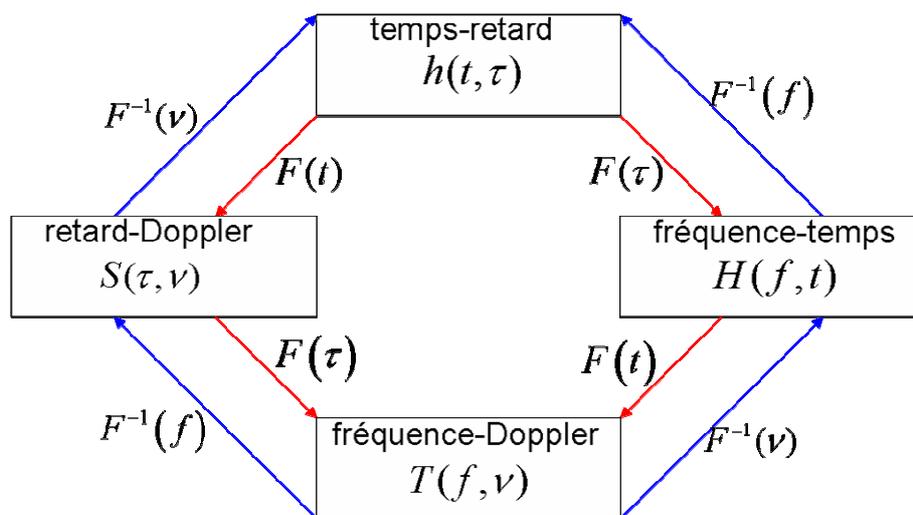


Figure I-10 : Les quatre fonctions de type Bello.

Le paramètre $\Omega = (\varphi, \theta)$ peut être ajouté à chacune de ses fonctions pour prendre en compte les angles d'arrivée dont le canal est dépendant.

En pratique, le canal de propagation est sujet à des nombreuses fluctuations, le canal varie d'une manière aléatoire, ce qui rend difficile la caractérisation déterministe de ces fluctuations. Dans ce cas, la caractérisation statistique du canal basée sur l'étude des moments des processus aléatoires à partir des fonctions d'autocorrélation peut être utilisée [11].

Plusieurs hypothèses sont proposées pour simplifier la caractérisation statistique. L'hypothèse du canal stationnaire au sens large ou Wide Sense Stationary (WSS) implique que les statistiques des variations rapides ne changent pas sur un court intervalle de temps et l'hypothèse du canal à diffuseurs non corrélés ou Uncorrelated Scattering (US) implique la stationnarité en fréquence. La combinaison des deux hypothèses mène à l'hypothèse (WSS-US). Ces différentes hypothèses sont présentées dans l'annexe 1.

I.3.2. Objectifs de mesure de propagations

La mesure de l'une des quatre fonctions de base de type Bello, permet de retrouver les autres fonctions par simple ou double transformée de Fourier selon les variables t, f, τ, v . Ainsi les paramètres caractéristiques du canal peuvent être déterminés par une simple analyse de ces fonctions. Les pertes de puissance, la bande de cohérence, le décalage Doppler, le profil puissance-retard désigné souvent par **PDP** (**P**ower **D**elay **P**rofil), la distribution angulaire de puissance, les directions d'arrivée désignées souvent par **DDA** (**D**irections **D'**Arrivée) ou bien **AOA** (**A**ngle **O**f **A**rrival) sont les principaux paramètres caractéristiques du canal de propagation. Une modélisation complète du canal de propagation doit tenir compte de ces différents paramètres.

I.3.3. Paramètres caractéristiques du canal de propagation

I.3.3.1. Atténuation-Pertes en puissance

L'estimation de l'atténuation en appliquant la formule de Friis n'est pas applicable que pour une propagation en espace libre. Plusieurs travaux [12-18] ont été effectués afin de définir un modèle qui caractérise les pertes de puissance moyenne dans un contexte multitrajet. Cette perte est fonction de la distance d séparant les antennes d'émission et les antennes de réception.

$$L = P_{TxdBm} - P_{RxdBm} = L_0 + 10\gamma \log_{10} \frac{d}{d_0} \quad (1.12)$$

Où P_{Tx} , P_{Rx} sont les puissances émise et reçue respectivement, L_0 est l'atténuation en dB pour une distance de référence d_0 , γ est l'exposant d'atténuation moyenne qui dépend de l'environnement et varie entre 2 et 5.

1.3.3.2. PDP-Bande de cohérence-Nombre de trajets

Le module de la réponse pulsionnelle $h(t,\tau)$ permet de distinguer les différents échos en fonction de leurs retards de propagation. Chaque trajet est représenté par un pic. Le **PDP** permet de voir la répartition de puissance en fonction du retard τ . La mise en évidence des différents trajets par le tracé du **PDP** nécessite des dispositifs particuliers qui seront montrés plus tard dans ce chapitre. La réponse du canal à un instant t précis dans un contexte multitrajet est illustré Figure I-11.

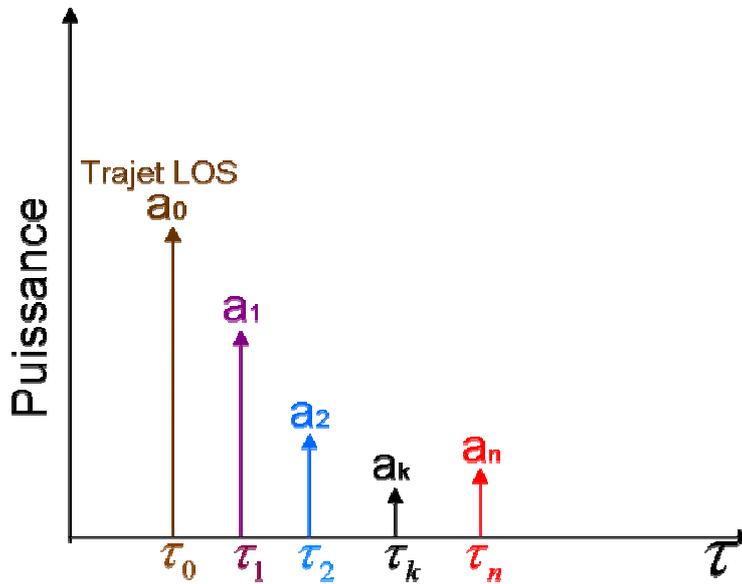


Figure I-11 : Puissance des différents trajets en fonction du retard.

Dans le cas où les retards relatifs sont de l'ordre de la durée d'un symbole, les trajets multiples peuvent engendrer des interférences entre les symboles. À ce stade, de différentes définitions concernant les retards peuvent être utilisées afin de définir les débits d'information que nous pouvons atteindre dans les transmissions numériques [19]. Ces définitions concernent la moyenne des retards $\bar{\tau}$ (Mean excess delay) et l'écart type des retards τ_{RMS} (RMS delay spread). Nous définissons le poids de chaque trajet comme suit :

$$p_k = \frac{a_k^2}{\sum_{i=0}^n a_i^2} \quad (1.13)$$

Où a_k est l'amplitude de chaque trajet et n le nombre des trajets multiples. La moyenne et l'écart type des retards s'expriment ainsi:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^n \tau_i p_i}{\sum_{i=0}^n p_i} \quad (1.14)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=0}^n p_i \tau_i^2}{\sum_{i=0}^n p_i} \quad (1.15)$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (1.16)$$

Où $\overline{\tau^2}$ est le moment du second ordre de la moyenne des retards. La bande fréquentielle où le canal de propagation est considéré comme plat est appelée la bande de cohérence B_c . Elle permet d'analyser les effets d'interférences inter-symboles. Si la bande d'analyse est inférieure à B_c , le canal est considéré comme non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est considéré comme sélectif en fréquence.

Pour calculer la bande de cohérence, une autocorrélation de la réponse fréquentielle complexe $H(f,t)$ est effectuée. Ensuite B_c est définie comme étant l'écart de fréquence à partir duquel la fonction d'autocorrélation franchit un seuil donné. Les seuils souvent utilisés sont à 50% et 90% [20]. Les relations mathématiques reliant B_c à τ_{RMS} et tenant compte des seuils définis auparavant s'expriment ainsi:

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (\text{seuil} = 0.9) \quad (1.17)$$

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (\text{seuil} = 0.5) \quad (1.18)$$

Le nombre de trajets dans une fenêtre d'observation dépend de la résolution temporelle et de la dynamique de mesure. Si la résolution temporelle est de $\Delta\tau$, le nombre maximal N_{\max} de trajets dans une fenêtre d'observation T_F est donné par la relation suivante :

$$N_{\max} = \left(\frac{T_F}{\Delta\tau} \right) + 1 \quad (1.19)$$

Le nombre de trajets dépend de la bande de fréquence de travail. Une bande de fréquence assez large est requise pour observer plusieurs trajets.

1.3.3.3. Temps de cohérence

Le temps de cohérence T_c est la durée pendant laquelle le canal est stationnaire [7, 21]. Si T_c est supérieur au temps symbole, le canal est peu fluctuant. T_c peut être calculé de différentes manières, il est souvent relié à la fréquence Doppler comme suit :

$$T_c \approx \frac{1}{2\nu} \quad (1.20)$$

Où ν est la fréquence Doppler.

1.3.3.4. Distribution angulaire de puissance

L'information sur les angles d'arrivée est souvent caractérisée par la distribution angulaire de puissance des trajets multiples $p(\varphi)$ dans le plan azimutal. L'angle d'azimut Φ est compris entre 0 et 2π et représente l'angle azimutal. Dans le domaine temporel, les trajets multiples sont distingués par leurs retards. Dans le domaine spatial, les différents trajets sont repérés par leurs angles d'arrivée. Ainsi l'écart type angulaire φ_{RMS} est calculé par l'expression suivante :

$$\varphi_{RMS} = \sqrt{\overline{\varphi^2} - \bar{\varphi}^2} \quad (1.21)$$

$$\bar{\varphi} = \frac{\sum_{i=0}^n p(\varphi_i) \varphi_i}{\sum_{i=0}^n p(\varphi_i)} \quad (1.22)$$

$$\overline{\varphi^2} = \frac{\sum_{i=0}^n p(\varphi_i) \varphi_i^2}{\sum_{i=0}^n p(\varphi_i)} \quad (1.23)$$

Où φ_i et $p(\varphi_i)$ sont l'angle d'arrivée et la puissance du $i^{\text{ème}}$ trajet. En général, dans un système de communication φ_{RMS} est comparé à l'ouverture à 3 dB de l'antenne de réception θ_A . Si φ_{RMS} est faible par rapport à θ_A , alors l'énergie captée par l'antenne de réception correspond au trajet direct et un seul angle d'arrivée peut être détecté (canal à bande étroite dans le domaine spatial). Dans le cas contraire où φ_{RMS} est supérieur à θ_A , les angles d'arrivée correspondants aux différents trajets multiples peuvent être distingués (canal large bande dans le domaine spatial).

I.4. Les techniques de mesure de propagation

Les mesures de propagation apportent les données expérimentales nécessaires pour la détermination des différents paramètres caractéristiques du canal. Ainsi les données mesurées sont essentielles pour la conception et l'évaluation des performances des systèmes de communication sans fil. Les techniques de mesures diffèrent selon le type d'application (transmission en bande étroite ou en large bande) et selon le domaine d'étude : temporel, fréquentiel ou spatial.

I.4.1. Domaine temporel

I.4.1.1. Sondage par impulsion

Cette technique permet d'effectuer une mesure directe de la réponse impulsionnelle du canal en émettant un signal radiofréquence impulsionnelle (pseudo impulsion) et d'observer en réception les différents échos [7, 22-23]. Le signal émis est de la forme :

$$e(t) = \cos(2\pi f_0 t) [u(t) - u(t - \tau)]$$

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases} \quad (1.24)$$

Le principe de cette technique est illustré Figure I-12.

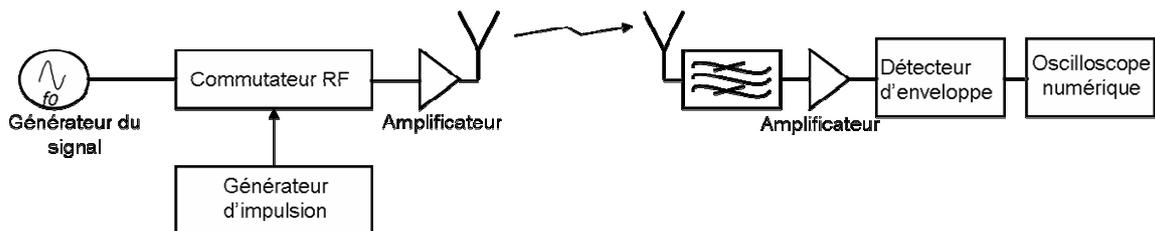


Figure I-12 : Mesures par impulsion.

Le commutateur RF est activé par le générateur d'impulsion pendant un court instant ainsi la transmission de quelques périodes de la porteuse est effectuée. À la réception, le signal reçu est amplifié, détecté et ensuite affiché sur un oscilloscope numérique. Cette technique a été utilisée pour la première fois par Young et Lacy [24]. Le PDP est estimé en prenant le module au carré du signal reçu en bande de base. Afin de séparer correctement les trajets multiples, la largeur de l'impulsion doit être inférieure au retard relatif minimum entre deux trajets

quelconques. Les trajets multiples sont superposés s'ils ont des retards relatifs inférieurs à la résolution temporelle.

La technique du sondage par impulsion directe présente plusieurs avantages : la mise en œuvre est simple. Cette technique présente une bonne résolution. En effet cette résolution est égale à la largeur de l'impulsion émise. Cependant, cette technique présente quelques limitations : la largeur de l'impulsion émise impose un récepteur large bande et un système d'acquisition rapide. La dynamique de système est limitée par les générateurs qui présentent une puissance crête limitée et par les filtres à large bande qui introduisent des interférences.

1.4.1.2. Techniques de mesure par corrélation glissante

Cette technique repose sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des séquences pseudo aléatoire (PA) à longueur maximale MLSR (Maximal Length Linear Shift Register) [21, 25-27]. Afin de bien comprendre le fonctionnement de cette technique, nous nous intéressons dans un premier temps aux propriétés des séquences PA.

Un générateur de séquence PA est formé par r registres. La longueur d'une séquence est donnée par $N_c = 2^r - 1$;

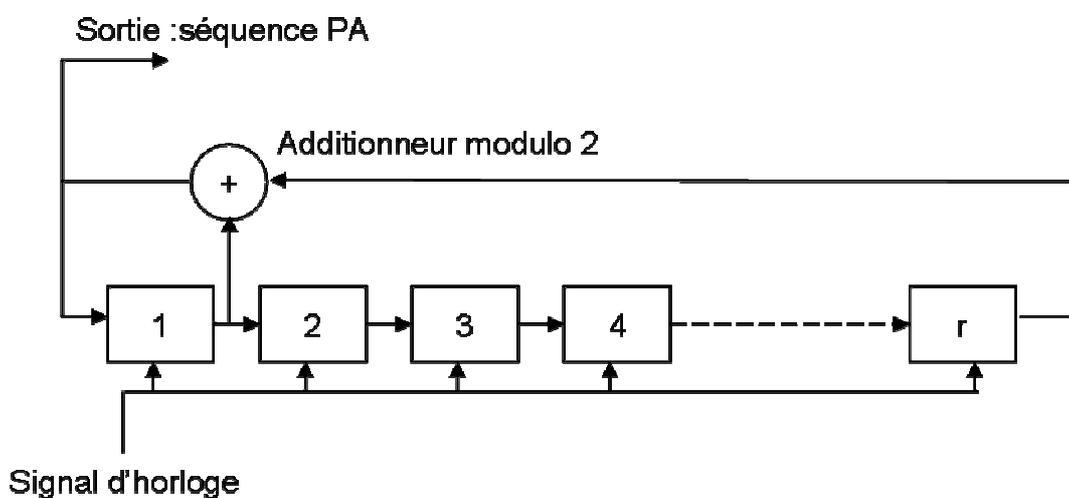


Figure I-13 : Générateur des séquences PA.

La période du signal PA est $T_s = N_c T_c$; T_c est la durée d'un bit de la séquence PA (période de l'horloge). La résolution temporelle dépend de T_c . La valeur $-1/N_c$ correspond au résidu de l'autocorrélation.

Les appellations concernant les paramètres de la séquence PA sont les mêmes tout le long de ce manuscrit. Une séquence PA périodique et sa fonction d'autocorrélation sont présentées Figure I-14.

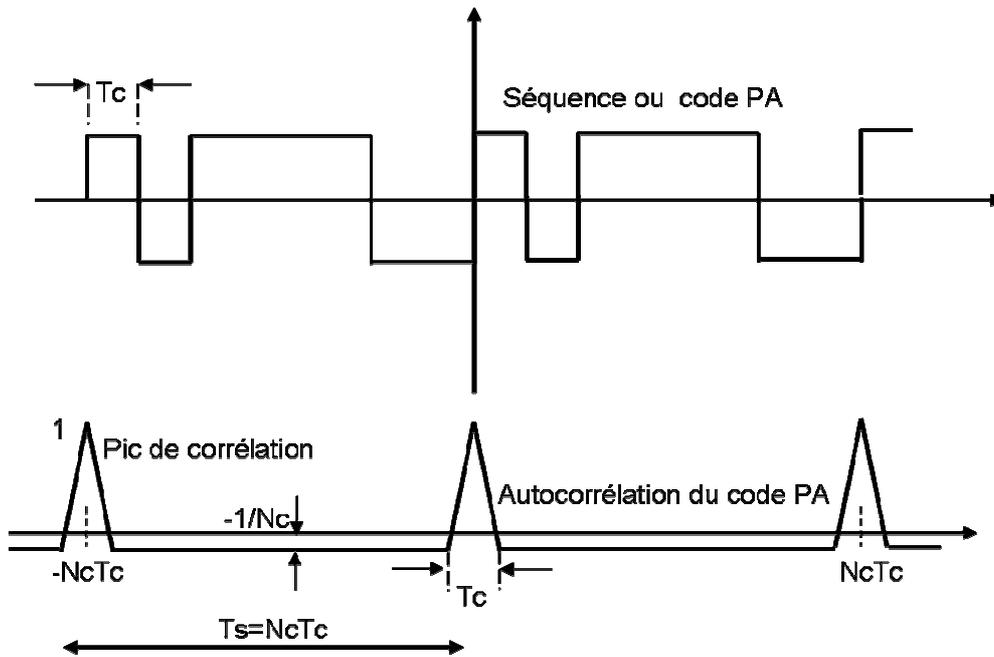


Figure I-14 : Une séquence PA périodique et sa fonction d'autocorrélation.

La technique de la corrélation glissante est généralement connue sous le nom de corrélateur de Cox [21], ce dernier était le premier à utiliser cette technique à la fréquence 910 MHz. Dans cette technique de mesure, deux générateurs de séquences PA identiques de longueur N_c sont intégrés dans le système. La séquence $n(t)$ générée par l'émetteur est transposée à la fréquence d'étude avant d'être envoyée. Une légère différence de débits entre $n(t)$ et $n'(t)$ (la séquence générée à la réception) permet d'effectuer une corrélation glissante entre le signal reçu et $n'(t)$. Quand les deux séquences se trouvent en phase, un pic de corrélation apparaît, correspondant à l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle. $n'(t)$ va glisser en balayant tout le signal reçu ainsi les amplitudes et les retards de tous les trajets multiples sont mesurés. Le principe de cette technique est résumé Figure I-15.

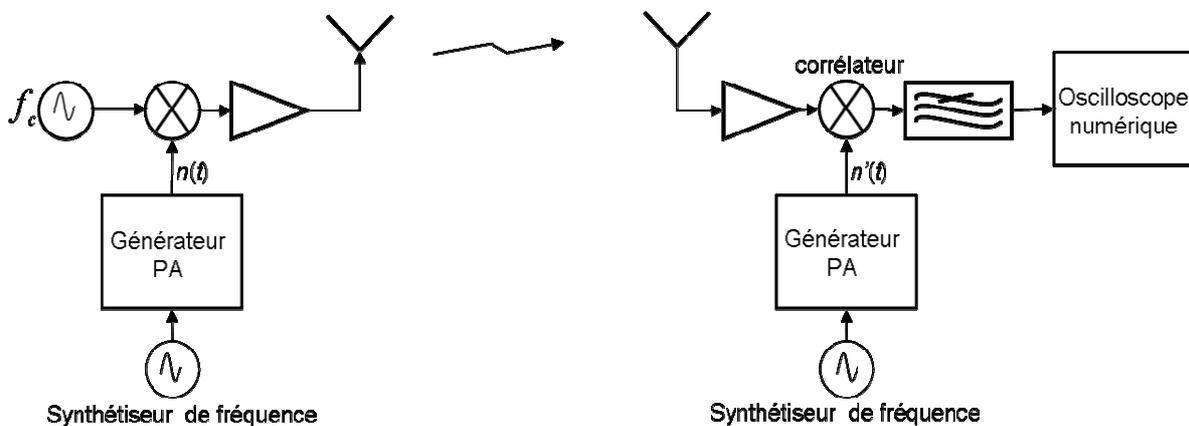


Figure I-15 : Mesure par corrélation glissante.

$n(t)$ est relié à $n'(t)$ par la relation suivante :

$$n(t) = n' \left(t - \frac{f_r}{f_e} t \right) \quad (1.25)$$

Où f_r et f_e sont les fréquences d'horloge des signaux PA générés respectivement à la réception et à l'émission. Le terme $\frac{f_r}{f_e} t$ n'est pas constant et représente la dilatation temporelle. Le signal reçu à la sortie du corrélateur (mélangeur +intégrateur) permet de calculer à chaque instant un point de la corrélation entre le signal reçu et $n'(t)$, soit un point de la réponse impulsionnelle. La réponse impulsionnelle obtenue est dilatée dans le temps d'un rapport k :

$$k = \frac{f_e}{f_e - f_r} \quad (1.26)$$

k est le facteur de glissement qui permet d'élargir l'échelle du temps. Cette dilatation temporelle revient à une compression au niveau fréquentielle d'un rapport k . La compression fréquentielle permet d'utiliser des filtres plus étroits en réception, ce qui améliore la dynamique. Cette technique de mesure permet aussi d'augmenter le rapport signal sur bruit. Le gain maximum théorique G est donné par la formule suivante [1]:

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{0.88 f_{PA}}{D} \right) \quad (1.27)$$

Où f_{PA} est la fréquence d'horloge du signal PA à l'émission ou à la réception. D est la différence entre les fréquences d'horloges d'émission et de réception. Le numérateur $0.88 f_{PA}$, représente la bande passante à -3 dB de la séquence PA. En pratique, le gain réalisé d'un tel sondeur ne peut pas atteindre le gain théorique. Ce gain dépend des qualités de la séquence PA et de la fréquence d'horloge.

La résolution temporelle de cette technique est T_c . Pour augmenter la résolution temporelle, il faut un générateur des séquences PA présentant un débit important. La période $N_c T_c$ de la séquence PA doit être supérieure au retard temporel maximal attendu par les trajets multiples. La largeur de la fenêtre d'observation qui est de $KN_c T_c$ doit être inférieure au temps de cohérence du canal invariant dans le temps pendant un temps de mesure k fois plus long. Dans ce contexte, la mesure de décalage Doppler est désormais impossible. La dynamique théorique du système à étalement du spectre est limitée par la longueur de la séquence PA [1,28] :

$$D_R = 20 \log_{10}(N_c) \quad (1.28)$$

Où D_R est la dynamique du système. N_c est la longueur de la séquence PA.

1.4.1.3. Mesures par filtre adapté

Cette technique consiste à émettre $c(t)$, une séquence PA modulant en phase une porteuse à la fréquence f_0 . Le signal émis $e(t)$ s'écrit :

$$e(t) = c(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (1.29)$$

$c(t)$ est de longueur N_c et de période $N_c T_c$. T_c est la durée d'un bit (chip code). La mise en œuvre d'un filtre adapté à la séquence PA en réception permet de retrouver la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ du canal de propagation et d'augmenter le rapport signal sur bruit [21, 26-27]. Le principe de cette technique est illustré Figure I-16.

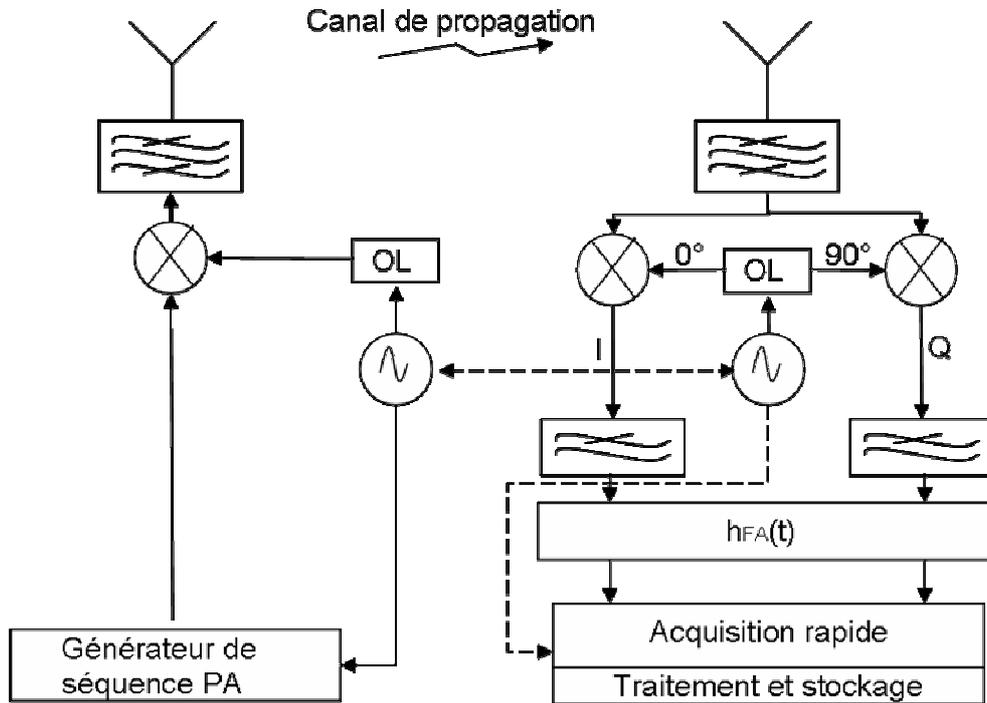


Figure I-16 : Mesure par filtre adapté.

L'opération du filtrage adapté se traduit par un passage dans un filtre de réponse impulsionnelle $h_{FA}(t)$:

$$h_{FA}(t) = \begin{cases} \frac{1}{LT_c} c(LT_c - t) & \text{pour } t \in [0, LT_c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.30)$$

À la sortie du filtre adapté l'enveloppe complexe du signal peut s'exprimer comme suit :

$$env_{FA}(t) = h(t, \tau) * \phi(\tau) \quad (1.31)$$

$$\phi(\tau) = \frac{1}{LT_c} \int_{-LT_c}^0 c(t - \tau) c(t) dt \quad (1.32)$$

Où $*$ est l'opérateur de convolution et $\phi(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation du code PA. La résolution temporelle de cette technique est liée au débit de la séquence PA d'où la nécessité d'un filtre adapté très large bande. La technologie de ces filtres ne permet pas l'utilisation des longues séquences [23, 29]. D'autres techniques ont été proposées, elles sont basées sur l'acquisition d'un signal à large bande, le traitement par filtre adapté dans ce cas est numérisé [30-32] ou différé pour un post-traitement [33-34]. Ces méthodes évitent les problèmes dus aux non linéarités des composantes analogiques du filtre adapté et donc d'exploiter les performances du filtre de façon optimale [35-37].

Les techniques vues jusqu'à présent, sont des techniques temporelles où nous mesurons la réponse impulsionnelle $h(t,\tau)$, la partie suivante est dédiée aux techniques fréquentielles afin de mesurer directement la fonction de transfert $H(f,t)$.

I.4.2. Domaine fréquentiel

I.4.2.1. L'analyseur du réseau vectoriel – Balayage pas à pas

L'analyseur du réseau vectoriel (ARV) permet de caractériser le canal de propagation par balayage fréquentiel [3, 7, 22-23, 38]. Le port 1 de l'ARV est connecté à l'antenne d'émission et le port 2 est connecté à l'antenne de réception. Le canal est le dispositif sous test (DST). La fonction de transfert du canal est déterminée en mesurant le coefficient $S_{21}(f)$ dans une bande finie de fréquence B_{sw} .

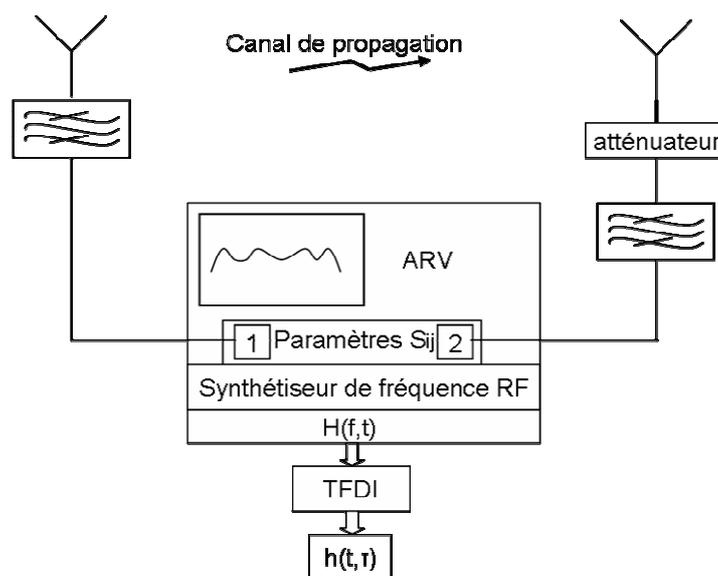


Figure I-17 : Mesure fréquentielle par balayage pas à pas.

La fonction de transfert du canal $H(f,t)$ est mesurée à chaque pas de fréquence et la réponse impulsionnelle est obtenue par la transformée de Fourier discrète inverse.

En appliquant la transformée de Fourier discrète inverse, la bande de fréquence balayée B_{sw} correspond à une impulsion de durée $2/B_{sw}$ dans le domaine temporel. Le pas discret Δf correspond à un signal d'entrée $e(t)$ périodique avec une période de $1/\Delta f$ dans le domaine temporel. Le principe de fonctionnement est illustré Figure I-18.

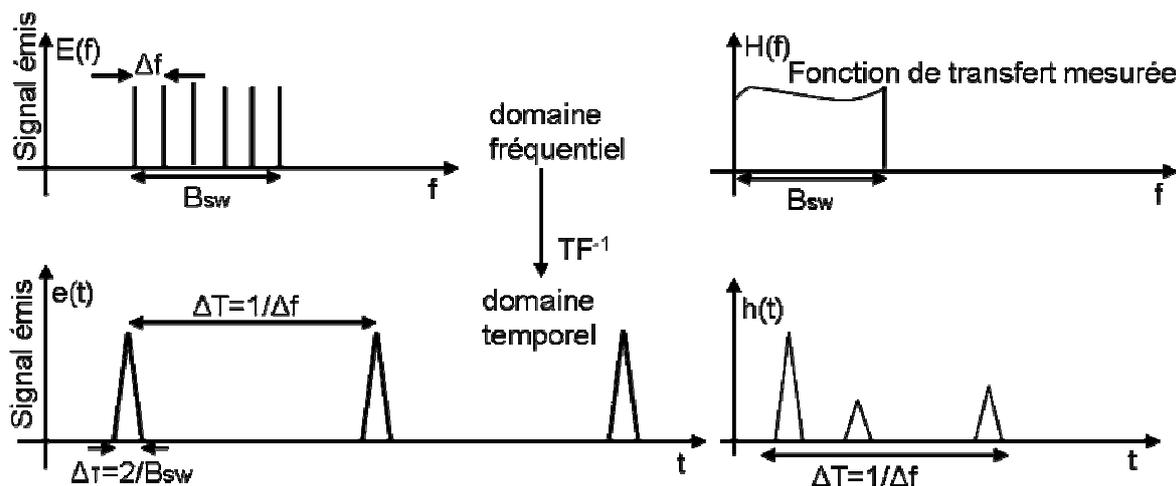


Figure I-18 : Principe de la technique fréquentielle.

Cette technique en mode « pas à pas » offre une précision importante au niveau des mesures. Cependant, elle impose l'invariance du canal de propagation durant le temps de mesure (balayage) qui est proportionnel au nombre de points d'analyse [39]. Cette technique a été largement utilisée [9, 40-44] pour des mesures à l'intérieur des bâtiments. Elle n'est pas réalisable pour des mesures à l'extérieur. Les limites au niveau des longueurs de câbles reliant les antennes à l'ARV ne permettent pas d'effectuer des mesures de grandes distances. Une autre technique fréquentielle est mise en œuvre afin de balayer plus rapidement la bande de fréquence.

1.4.2.2. Technique chirp – balayage linéaire

Cette technique consiste à effectuer une compression fréquentielle permettant une réduction de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition et une réduction significative de la bande de bruit. Le signal émis n'est plus une sinusoïde pure mais une sinusoïde modulée linéairement en fréquence (FMCW) [45-47] appelée chirp afin de balayer linéairement la bande de fréquence B_{sw} définie précédemment. En se basant sur le principe « mélange-filtrage » entre le chirp émis et un chirp généré au niveau du récepteur, cette

technique mesure la fonction de transfert du canal de propagation. Le principe de cette technique est illustré Figure I-19.

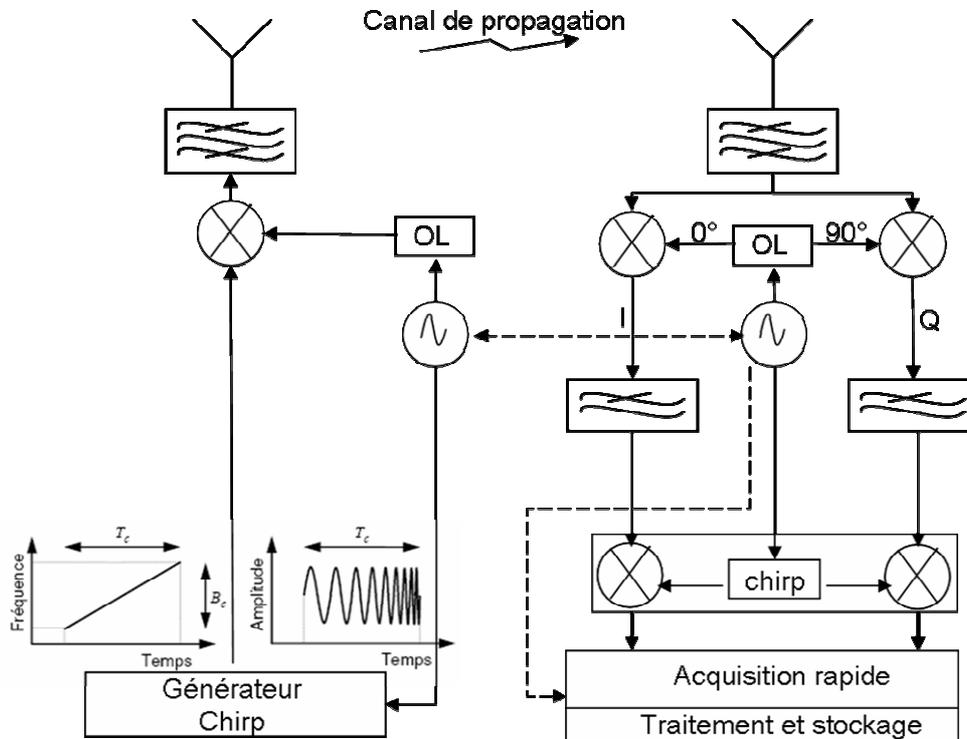


Figure I-19 : Mesure FMCW.

La technique chirp offre les mêmes avantages que la technique de corrélation glissante mais celle-ci est une technique fréquentielle.

En général, l'avantage des techniques fréquentielles réside dans le fait que leurs réalisations sont simples et rapides en offrant la possibilité d'obtenir une grande dynamique de mesure et une excellente résolution temporelle au détriment d'un temps de mesure important. Ces techniques ne sont pas opérationnelles pour des mesures de longues distances.

I.4.3. Domaine spatial

L'exploitation des différents trajets de propagation des ondes électromagnétiques existant entre l'émetteur et le récepteur, nécessite la connaissance des directions d'arrivée des ondes électromagnétiques. Plusieurs techniques spatiales ont été développées afin de déterminer la répartition angulaire de l'énergie reçue. Dans cette partie, nous balayons ces différentes techniques. Les antennes et les différentes méthodes de traitements associés à ces techniques sont également présentées.

1.4.3.1. Techniques spatiales

1.4.3.1.a Rotation d'antenne

Cette technique consiste à sonder l'espace angulaire en faisant tourner une antenne très directive [48-51]. Une bonne résolution spatiale dépend de l'ouverture de l'antenne. Cette ouverture doit être la plus étroite possible afin d'augmenter le pouvoir séparateur de l'antenne. La rotation d'antenne est effectuée grâce à un positionneur contrôlé en élévation et/ou en azimut.

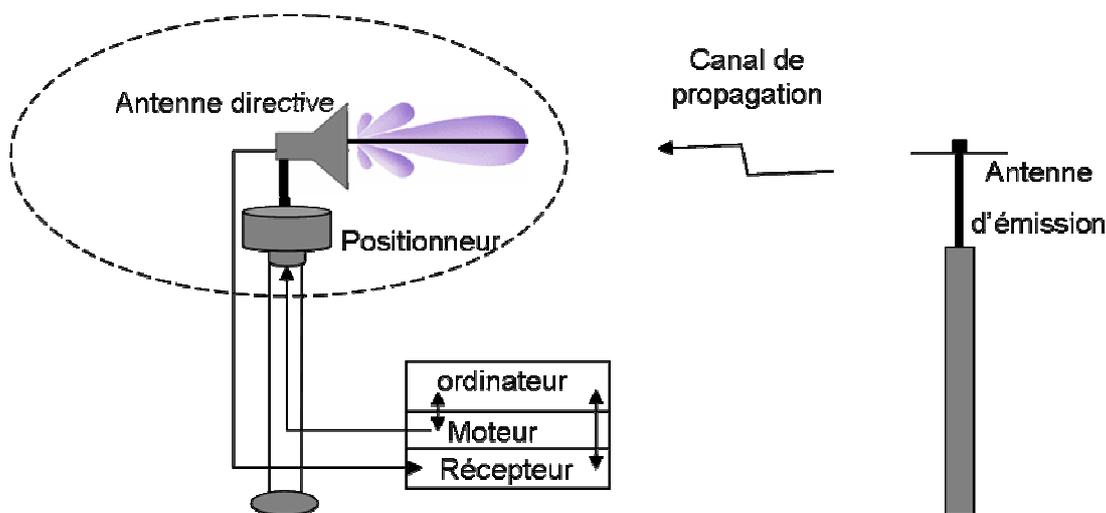


Figure I-20 : Mesure par rotation d'antenne.

Pour chaque pas de rotation, une mesure est effectuée. La rotation de l'antenne est stoppée pendant l'acquisition. Une fois que l'espace angulaire est sondé, les directions d'arrivée sont déterminées en distinguant les pics figurant sur le diagramme mesuré de l'antenne tournante. Cette technique impose l'invariance du canal pendant la rotation de l'antenne. La position de l'antenne d'émission est fixe. Enfin, La principale contrainte de cette technique est l'exigence d'une ouverture angulaire très étroite de l'antenne de réception.

1.4.3.1.b Réseau virtuel

La création d'un réseau virtuel consiste à coupler au sondeur du canal, un positionneur et une seule antenne omnidirectionnelle. Il ne s'agit pas de réaliser un réseau réel d'antennes mais de déplacer l'antenne sur différents points de l'espace afin de former la topologie du réseau désirée en s'affranchissant du phénomène de couplage entre antennes [52-58]. Un réseau circulaire virtuel est créé par exemple, en effectuant une rotation de l'antenne omnidirectionnelle sur un cercle de rayon r_0 . La mesure est effectuée à pas angulaire constant.

L'avantage de cette technique est de pouvoir former n'importe quel type de réseau (linéaire, circulaire, carré, etc.) en déplaçant une seule antenne. La Figure I-21 illustre le principe de fonctionnement de cette technique.

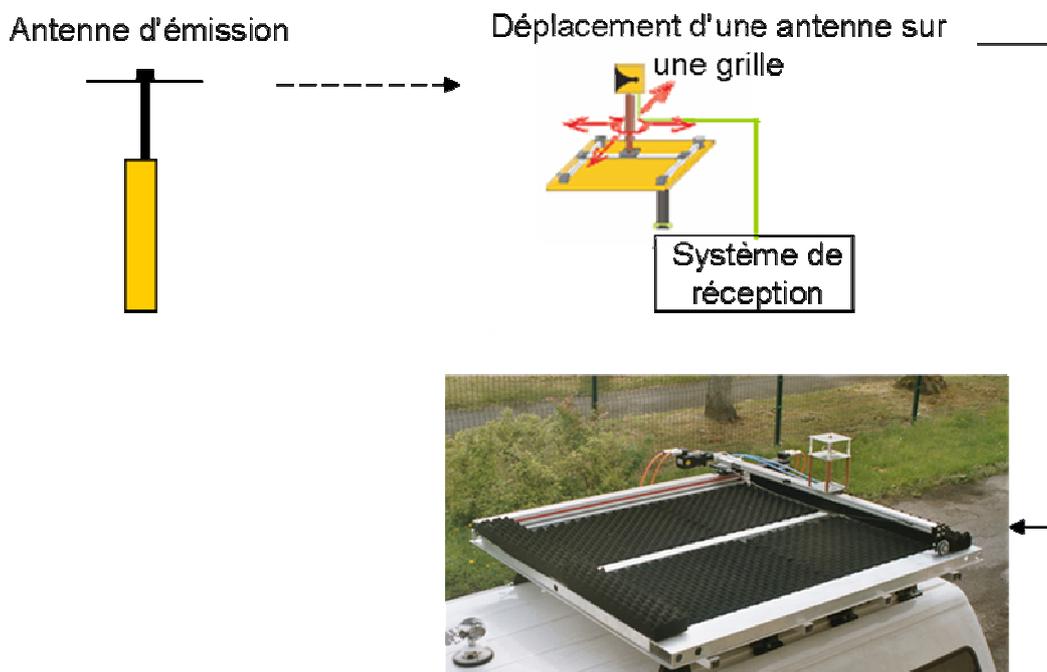


Figure I-21 : mesure par un réseau virtuel (FTR&D).

La forme de la grille où l'antenne se déplace est fixée par le type de mesure souhaité. Pour des mesures en trois dimensions, il faut une grille bidimensionnelle. Une autre solution basée sur cette technique consiste à déplacer l'antenne à vitesse constante et d'acquérir le signal à des intervalles fixes [60].

La technique de formation d'un réseau virtuelle suppose l'invariance du canal pendant le temps de mesure et nécessite des algorithmes de calcul afin de traiter les données mesurées. L'information concernant les angles d'arrivée est contenue dans les phases relatives des différents signaux reçus à des différentes positions spatiales décrites par l'antenne. Les algorithmes de traitement seront présentés un peu plus tard dans ce chapitre.

1.4.3.1.c Commutation rapide- mesure multi-capteurs

C'est une technique qui permet la caractérisation spatio-temporelle des canaux qui varient dans le temps. Elle consiste à utiliser une antenne en émission et un seul système de réception muni d'un réseau de capteurs. Nous sommes dans le cas d'une configuration SIMO : Single Input Multiple Output). L'apparition des techniques multi-capteurs a nécessité de caractériser simultanément plusieurs canaux de propagation. Le récepteur est connecté au réseau via un

commutateur rapide qui va balayer les sorties des différents capteurs constituant le réseau. L'acquisition est considérée comme simultanée (mesure temps réel) [61-68]. Le signal envoyé est une séquence PA périodique. Le temps de commutation entre les éléments du réseau est égal à la période du signal PA envoyé ; ce temps doit être inférieur au temps d'observation du canal. En général, les sondeurs reposant sur ces techniques utilisent une période entière d'observation du canal afin de commuter d'un capteur à un autre. Le principe de commutation peut-être étendue à l'émission pour mesurer un canal MIMO (Multiple Input Multiple Output).

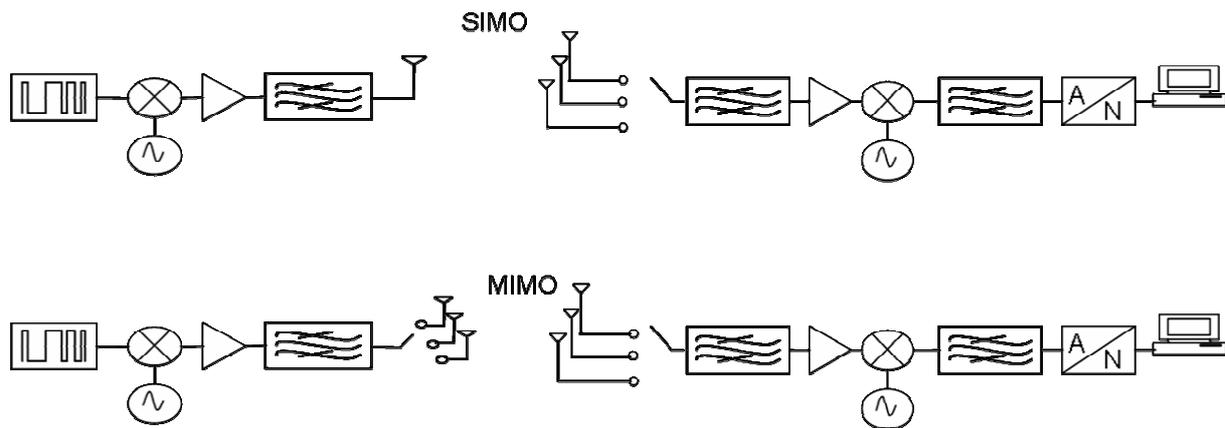


Figure I-22 : Schéma-bloc du sondeur par commutation dans les deux contextes SIMO et MIMO.

L'information concernant les angles d'arrivée est contenue dans les phases relatives des différents signaux reçus sur les différents capteurs. En effet, la rapidité de la commutation permet de caractériser le canal en 3D(retard, Doppler, spatial). Nous précisons que cette technique de mesure est utilisée pour des études de diversité [69].

Pour cette technique de caractérisation, les principales contraintes sont le nombre d'antennes et le couplage entre elles. Le temps de mesure croit exponentiellement avec le nombre des antennes.

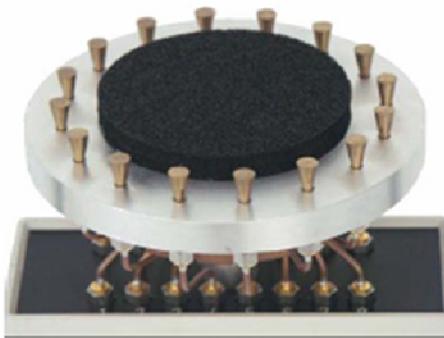
1.4.3.1.d Sondeur multi-canaux

C'est une technique temps réel qui permet la caractérisation spatio-temporelle des canaux qui varient dans le temps. C'est la technique la plus coûteuse et la plus volumineuse. Elle consiste à dupliquer les chaînes de mesures [70-74]; l'utilisation des séquences orthogonales à l'émission permet aux récepteurs de différencier chacune des sources ; le problème majeur de cette technique réside dans la procédure du calibrage. Il faut une branche d'émission et une branche de réception calibrées en amplitude et en phase pour chaque voie d'émission et de

réception. Chaque chaîne de mesure contient des composants actifs et indépendants ce qui complique la procédure du calibrage.

1.4.3.2. Réseau de capteurs

La performance des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée dépend de la géométrie du réseau de capteurs auquel ils sont associés. En exploitant la quantité de signal reçu et en connaissant la géométrie du réseau (disposition, distance inter-capteurs), il est alors possible grâce aux algorithmes d'estimation de trouver les directions d'arrivées des signaux incidents sur le réseau. L'évolution de ces réseaux en terme de conception et de réalisation s'est accélérée afin de bien explorer les caractéristiques spatiales du canal de propagation. Les réseaux linéaires et circulaires uniformes ont laissé la place aux réseaux surfaciques (planaires ou sphériques). Des exemples de ces réseaux sont illustrés Figure I-23 [75].



**Réseau circulaire Uni.
Illmenau (Germany)**



**Réseau surfacique planaire
Medav (Germany)**



**Réseau sphérique
Uni. Helsinki (Finland)**



**Réseau cylindrique
Elektrobit (Finland)**

Figure I-23 : Différents échantillonneurs spatiaux.

1.4.3.3. Type d'échantillonnage

Les capteurs formant le réseau sont considérées en général identiques et ont le même diagramme de rayonnement. Le type d'échantillonnage spatial dépend du rayonnement des

éléments du réseau et de leurs orientations. Trois types d'échantillonnage spatial peuvent être réalisés [76].

- Echantillonnage de position: les éléments du réseau sont omnidirectionnels et orientés dans la même direction mais positionnés différemment les uns par rapport aux autres.
- échantillonnage angulaire (direction): les éléments du réseau sont directifs et les centres de phase sont identiques mais les éléments du réseau sont orientés dans différentes directions.
- échantillonnage de polarisation: les éléments du réseau sont omnidirectionnels, de même centre de phase, et sont orientés dans trois directions perpendiculaires et de polarisation linéaire.

Généralement, les réseaux de capteurs utilisés estiment les angles dans un seul plan pour une ouverture donnée et une polarisation donnée.

1.4.3.4. Méthodes et algorithmes de traitement

Il existe plusieurs méthodes qui traitent les problèmes de localisation de sources émettrices d'énergie (angles d'arrivée) à partir des observations mesurées sur un réseau de capteurs.

Le problème des angles d'arrivée est souvent posé de la manière suivante : une antenne de M capteurs reçoit, après propagation, des signaux émis par K sources ponctuelles en champ lointain ($K < M$). Le but est alors d'isoler les K sources inconnues en exploitant les signaux reçus par les capteurs et les informations disponible à la réception. Les ondes émises par les sources arrivent de différentes directions $\theta_1, \dots, \theta_k$ sur le réseau. Les signaux reçus sont alors des combinaisons linéaires bruitées des signaux sources. En effectuant L observations, le vecteur de réception à la sortie du réseau de capteurs correspondant à une observation s'écrit suivant le modèle suivant [77-80]:

$$\left[X(t) \right]_{M \times 1} = A(\theta)S(t) + \underline{n}(t) \quad (1.33)$$

$$\left[A(\theta) \right]_{M \times K} = \left[\underline{a}(\theta_1), \dots, \underline{a}(\theta_k) \right] \quad (1.34)$$

$$\left[\underline{a}(\theta) \right]_{1 \times K} = \left[1, e^{-j(2\pi/\lambda)d \cos(\theta)}, \dots, e^{-j(2\pi/\lambda)d(M-1)\cos(\theta)} \right]^T \quad (1.35)$$

$X(t)$ est le vecteur d'observation de dimension $M \times N$ où N est la longueur d'observation, S est le vecteur des enveloppes complexes des K sources de dimension $(K \times N)$, \underline{n} est le vecteur bruit, $\underline{a}(\theta_k)$ est le vecteur directionnel de la k -ième source lié aux déphasages

introduit par le réseau. $A(\theta)$ est la matrice des vecteurs directionnels des sources $\underline{a}(\theta_k)$, elle est de taille $M \times K$ et contient les informations sur les angles d'arrivée. T est l'opérateur de la transposition matricielle, d est la distance séparant deux capteurs et λ est la longueur d'onde.

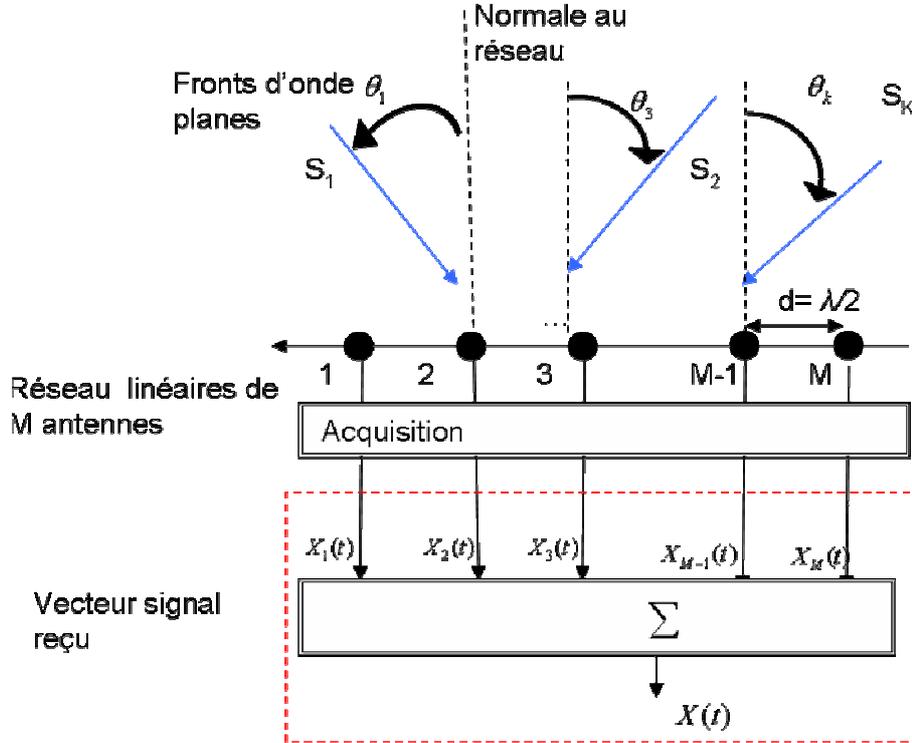


Figure I-24 : Réseau linéaire uniforme de M antennes avec K signaux incidents.

La matrice de covariance R_{xx} pour une observation est donnée par :

$$R_{xx} = E[X(t)X^H(t)] = AR_{SS}A^H + Q \quad (1.36)$$

Où $Q = \sigma^2 I$ est la matrice de covariance du bruit de dimension $(M \times M)$ avec σ^2 est la puissance du bruit pour chaque élément du réseau et I est la matrice d'identité, R_{SS} est la matrice de covariance $(K \times K)$ du vecteur signal et H est la transposée conjuguée.

La matrice de covariance ou de corrélation \hat{R} estimée pour L observations est donnée par :

$$\hat{R} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L X(k)X(k)^H \quad (1.37)$$

1.4.3.4.a Formation de faisceaux

Cette méthode développée par Barlett [81-82], est considérée parmi les méthodes les plus anciennes pour l'estimation des angles d'arrivées. Elle consiste à effectuer une combinaison

linéaire des vecteurs reçus (équation (1.33)) de manière à former un faisceau dans une direction particulière et ensuite mesurer la puissance.

La combinaison linéaire Y_B des vecteurs d'observations est donné par :

$$Y_B = w^H X(t) \quad (1.38)$$

Où w est le vecteur de pondération complexe. Le vecteur de pondération optimal w_{opt} est celui qui maximise la puissance du vecteur combiné Y_B dans une direction donnée.

$$P(\theta) = E \left[|Y_B(t)|^2 \right] = w^H R w \quad (1.39)$$

Où R_{xx} est calculé dans l'équation (1.36).

Une fois w_{opt} est déterminé, nous l'introduisons dans l'équation (1.39) pour obtenir l'estimateur des angles d'arrivées :

$$\hat{P}_{BF}(\theta) = \frac{a^H(\theta) R a(\theta)}{a^H(\theta) a(\theta)} \quad (1.40)$$

Où $a(\theta)$ est donné par l'équation (1.35).

Les maxima de puissance obtenus dans le spectre de $\hat{P}_{BF}(\theta)$ correspondent aux différentes angles d'arrivée des signaux.

Si le lobe (faisceau) couvre deux sources simultanément, la méthode ne peut pas séparer les sources ; les sources doivent être suffisamment espacées pour être localisées séparément. Cette méthode repose aussi sur une hypothèse d'indépendance entre les sources ce qui n'est pas vrai dans un contexte de multitrajet

1.4.3.4.b La méthode de capon

Cette technique a été mise en œuvre par Capon [83] afin de surmonter les limites de la technique de formation des faisceaux. Les deux méthodes sont basées sur le même principe, cependant Capon ajoute une contrainte supplémentaire qui consiste à minimiser la puissance dans toutes les directions indésirables et la maintenir constante dans la direction désirée.

Le vecteur de pondération introduit dans l'équation (1.38) est calculé d'une manière à satisfaire la nouvelle contrainte imposée.

L'expression de la puissance obtenue est de la forme suivante :

$$P_c = \frac{1}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (1.41)$$

Où $a(\theta)$ est donné par l'équation (1.35) et R_{xx} est calculé dans l'équation (1.36).

Les directions d'arrivée correspondent aux pics présents dans le spectre de l'équation (1.41). La méthode de Capon offre une résolution meilleure que la technique de formation des faisceaux. Cependant le nombre de capteurs et le rapport signal sur bruit limitent encore la résolution.

La méthode de Capon et la méthode de formation de faisceau sont des méthodes classiques qui donnent une représentation du champ de sources en projetant le vecteur modèle sur l'espace des observations sans faire appel au préalable à la détermination du nombre de sources. En revanche, la résolution de ces méthodes est très médiocre.

Il existe une autre famille de méthodes dites à haute résolution. MUSIC et ESPRIT sont les plus connues de cette famille et dont le principe fait appel aux notions de sous-espace. Connaissant au préalable le nombre de sources non corrélées, la décomposition de la matrice de covariance des observations en valeurs propre permet de définir deux sous espaces : le sous espace signal et le sous espace bruit. Les notions de sous-espace ont été mis en évidence par Liget 1972 [84], Pisarenko 1973 [85] et Mermoz 1976 [86].

1.4.3.4.c La méthode MUSIC

En 1979 Bienvenu et Kopp [87-88] ont réussi à estimer les directions d'arrivée en exploitant l'orthogonalité entre le sous espace signal et le sous espace bruit, dans le cas d'une propagation d'ondes planes arrivant sur un réseau linéaire de capteurs. MUSIC (Multiple Signal Classification) a été baptisée par Schmidt en 1979 [89-91].

L'algorithme MUSIC est très répandu. L'hypothèse de départ est que la matrice de covariance R_{xx} (équation 1.36) est non singulière, ceci s'interprète physiquement par le fait que toutes les sources sont décorrélées. La matrice de covariance est décomposée en vecteurs propres et en valeurs propres. Le sous espace signal E_S est engendré par les K vecteurs propres liés aux K plus grandes valeurs propres de la matrice de covariance du signal. Le sous espace bruit E_N est engendré par les $M-K$ vecteurs propres liés aux $M-K$ petites valeurs propres de la matrice de la covariance.

L'algorithme MUSIC repose alors sur l'orthogonalité entre le sous-espace bruit et le sous-espace signal. Les vecteurs directionnels des sources sont colinéaires aux vecteurs qui engendrent E_S . Par conséquent, les vecteurs qui engendrent le sous-espace bruit E_N sont orthogonaux aux vecteurs directionnels des sources. Il en résulte que : $E_N^H \cdot a(\theta_k) = 0$ pour $k = 1, \dots, K$.

Pour la détermination des différentes directions d'arrivée, il faut diagonaliser la matrice de covariance des données, identifier l'espace signal et l'espace bruit, et trouver un projecteur sur

l'espace bruit. Le principe est de projeter tous les vecteurs directionnels possibles sur le sous-espace bruit et de ne retenir que ceux qui minimisent cette projection, ce qui donne une fonction discriminatrice $d^2 = a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)$ dont les zéros représentent les directions d'arrivée. $C = E_N E_N^H$ est la matrice de projection et $a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)$ est la projection du vecteur $a(\theta)$ sur le sous-espace bruit. L'estimation des directions d'arrivée des signaux revient à rechercher les valeurs maximales du pseudo-spectre MUSIC $P(\theta)$:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)} \quad (1.42)$$

Les amplitudes des pics figurant dans le pseudo-spectre MUSIC n'ont pas de lien quantitatif avec la puissance du signal. Les pics résultants ne servent qu'à indiquer précisément la position des sources. Plusieurs variantes de la méthode MUSIC ont été proposées [92] pour réduire sa complexité, accroître ses performances et son pouvoir de résolution.

L'inconvénient de la méthode MUSIC apparaît en présence de sources corrélées, provoquant une dégradation très rapide de la détection des directions d'arrivée. Plusieurs solutions existent dans la littérature, telles que le lissage spatial (Spatial Smoothing [93]) par une estimation progressive-rétroactive de la matrice de corrélation. Cependant, ces techniques diminueront l'angle d'ouverture dans lequel on pourra détecter les sources.

1.4.3.4.d La méthode ESPRIT

La méthode ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) s'appuie sur la propriété d'invariance rotationnelle de l'espace signal [94-95] ou sur la propriété d'invariance translationnelle du réseau. Cette technique consiste à décomposer le réseau principal en deux sous réseaux d'antennes identiques dont l'un peut être obtenu par translation de l'autre pour estimer la direction d'arrivée. Cette translation est illustrée Figure I-25.

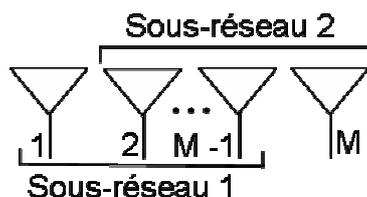


Figure I-25 : Principe de la méthode ESPRIT.

L'intérêt principal de cette méthode est d'éviter la recherche lourde des maxima du pseudo-spectre en plus de la simplicité de son implantation.

En désignant respectivement par $x_1(t)$ et $x_2(t)$ les vecteurs d'observation en sortie du sous-réseau 1 et du sous-réseau 2, le vecteur signal reçu en bande de base du réseau complet s'écrit :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot S_k(t) + n(t) \quad (1.43)$$

Où A est la matrice des vecteurs directionnels définie au niveau de sous-réseau 1 de taille $[(M-1) \times K]$ et Φ est une matrice diagonale de dimension $(K \times K)$ définie comme suit :

$$\Phi = \text{diag} \left[e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_1}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_3}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_k} \right] \quad (1.44)$$

La matrice de corrélation du réseau complet est donnée par :

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot R_{ss} \cdot \begin{bmatrix} A^H \\ \Phi^H \cdot A^H \end{bmatrix} + \sigma^2 I \quad (1.45)$$

Où R_{ss} est défini dans l'équation (1.36).

La matrice R_{xx} étant hermitienne, ses valeurs propres sont réelles. Le sous-espace signal E_S est une matrice de dimension $(M \times K)$ composée de K vecteurs propres associées au sous-espace signal. Le sous espace signal E_S du réseau entier peut être décomposé en deux sous-espaces E_1 et E_2 de dimension $(M-1) \times K$.

E_1 et E_2 sont engendrés par les K vecteurs propres correspondant aux valeurs propres des matrices de covariance des sous-réseaux 1 et 2.

Ces deux matrices E_1 et E_2 sont liées par la relation de transformation linéaire inversible suivante :

$$E_s = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AT \\ A\Phi T \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Avec $T = R_{21} R_{11}^{-1}$ où $R_{21} = \frac{1}{N} X_2 \cdot X_1^H$, $R_{11} = \frac{1}{N} X_1 \cdot X_1^H$ sont les matrices de covariance entre les deux sous-réseaux d'antennes.

En s'appuyant sur l'équation (1.46), on peut écrire :

$$E_2 = ATT^{-1}\Phi T = E_1\Psi \quad (1.47)$$

Où $\Psi = T^{-1}\Phi T$ de dimension $K \times K$.

Les valeurs propres de Φ et Ψ sont communes et s'expriment par $\lambda_i = e^{jkd \sin \theta_i}$ pour $i=1,2,\dots, k$.

Les angles d'arrivée sont calculés de la manière suivante :

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{\arg(\lambda_i)}{kd} \right) \quad (1.48)$$

Pour $i=1,2,\dots, k$.

De nombreuses études ont été menées [96-98] pour comparer les performances d'ESPRIT à celles de MUSIC. Les deux algorithmes ont des performances presque identiques. Cependant, ESPRIT s'avère moins sensible au bruit que MUSIC.

I.4.4. Choix de la technique de mesure et la méthode de traitement associée

Chaque technique de mesure a ses avantages et ses inconvénients. Un cahier de charge doit être défini pour choisir une telle technique. Ce cahier dépend de plusieurs critères : l'application prévue, la dynamique de mesure souhaitée, la résolution exigée, le temps de mesure, les paramètres à mesurer, le coût de la réalisation et la nature de l'environnement.

Le but de ce travail est de caractériser le canal de propagation dans le cadre d'une liaison de l'extérieur vers l'intérieur « outdoor to indoor » pour des configurations LOS et NLOS, dans la bande WIMAX à 3.5 GHz. Nous traitons le cas d'un canal invariant dans le temps. La nature de l'environnement de mesure nous oblige à écarter les techniques fréquentielles. Ces techniques ne permettent pas des mesures sur des canaux à l'extérieur des bâtiments ; une liaison câblée entre les deux antennes et l'analyseur de réseau vectoriel empêche des mesures à des grandes distances. Le choix est désormais restreint sur les techniques temporelles.

Concernant le sondage par impulsion, la dynamique de mesure est très faible. La génération d'impulsions de courte durée exige une forte puissance au niveau des amplificateurs, suivie d'un temps de repos. Cela se traduit par une puissance moyenne faible diminuant le rapport signal sur bruit d'une manière significative, ce qui rend difficile l'utilisation de cette technique pour des configurations NLOS et pour des grandes distances.

En éliminant les techniques fréquentielles et la technique de sondage par impulsion, le choix va se porter sur les techniques de mesure utilisant des séquences PA ou PN (Pseudo Noise). La technique de mesure par corrélation glissante est actuellement, très largement développée. La compression fréquentielle offerte par cette technique (1.4.1.3), permet de réduire la bande de bruit et la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition. Les performances offertes par cette technique sont très élevées en terme de résolution et de dynamique. Cependant le temps de mesure est assez important. Une numérisation par

acquisition rapide s'avère importante afin de réduire le temps de mesure. La génération des données au niveau de l'émission et leur traitement au niveau de la réception peuvent être numérisés. Nous détaillons, dans les chapitres suivants la mise en œuvre de la technique de mesure par corrélation glissante. Cette mise en œuvre va garder les principes de base concernant cette technique en prenant en compte les équipements qui sont à notre disposition.

La technique de mesure par filtre adapté est écartée (la difficulté figure dans la conception d'un filtre très large bande et dans l'utilisation des codes PA longs). Cependant, elle reste un choix envisageable dans l'avenir.

Concernant les techniques de mesures spatiales par commutation rapide, sondage multi-canaux et réseau virtuel, ces techniques nécessitent des méthodes spéciales pour traiter les données mesurées. La méthode de Capon et la méthode de formation de faisceau n'offrent pas une bonne résolution. Elles sont remplacées par des méthodes à haute résolution (MUSIC, ESPRIT). Toutefois, MUSIC et ESPRIT doivent respecter certaines hypothèses :

1. le bruit est blanc de type gaussien et non-corrélé avec le signal ;
2. le nombre de sources est connu et est inférieur au nombre de capteurs ;
3. les sources sont décorréelées et spatialement cohérentes ;
4. les capteurs sont équidistants, identiques et indépendants ;

Ces hypothèses s'avèrent particulièrement contraignantes. Les hypothèses 2, 3 et 4 ne sont pas toujours vérifiées et la non-validité de ces hypothèses provoque d'importantes dégradations de performances des méthodes d'estimation d'angles d'arrivée. L'hypothèse 4 peut être corrigée par des procédures de calibrage. Cependant, l'hypothèse 2 est difficile à respecter dans un contexte multi-trajets ou dans des configurations NLOS.

Afin d'éviter l'ensemble de ces contraintes, notre choix s'est porté sur la technique de rotation d'antenne. En plus nous mesurons un canal statique. Cette technique présente une topologie d'une souplesse excellente et ne nécessite pas un calibrage spatial. Cependant, elle présente deux limites : l'ouverture de l'antenne qui doit être la plus étroite possible et le diagramme de puissance mesuré qui est sensible au fading résultant de la recombinaison des rayons non résolus. Les limites de cette technique sont surmontées par une méthode de traitement originale développée au cours de cette thèse. Cette méthode fera l'objet du chapitre suivant.

La combinaison des techniques suivantes : corrélation glissante, rotation d'antenne et notre propre méthode de traitement nous a permis d'effectuer une caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation à 3.5 GHz.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents mécanismes de propagation. Nous avons également présenté la modélisation mathématique du canal de propagation. Les fonctions de transfert et les paramètres caractéristiques du canal ont permis de définir les objectifs de mesures de propagation. Nous avons détaillé par la suite, les techniques de mesures temporelles et fréquentielles utilisées pour la caractérisation du canal. Ensuite, nous avons abordé l'aspect spatial du canal en balayant les différentes techniques spatiales et spatio-temporelles en précisant les types d'antennes employées et les traitements associés. Enfin nous avons établi un bilan concernant les différentes techniques de mesure afin de choisir la technique la plus adaptée à notre contexte. Une combinaison des techniques de mesures utilisant la corrélation glissante et la rotation d'antenne va nous permettre d'effectuer une caractérisation spatio-temporelle du canal. Malgré les hypothèses contraignantes des différentes méthodes de traitement spatial et les limitations de la technique de rotation d'antenne, nous avons réussi à proposer une méthode qui les prend en compte pour le calcul de l'angle d'arrivée. Cette méthode fera l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

- [1] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, 2nd Edition. New York: John Wiley and Sons Inc., 1984.
- [2] A.Glavieux and M.Joindot. *Communications numériques-Introduction*. Masson,1996.
- [3] D.Parsons. *The mobile radio propagation channel*. Pentech Press, 1992
- [4] P.Beckmann and A.Spizzichino. *The scattering og Electromagntic waves from rough surfaces*. Artech House, 1987.
- [5] Federal Standard 1037C, “*Telecommunications: Glossary of Telecommunication Terms*” <http://www.its.bldrdoc.gov/fs-1037/>, August 7, 1996.
- [6] S.Saunders, A.Aragonzavala, *Antennas and propagation for wireless communication systems*. Wiley&sons – Mai, 2007.
- [7] Theodore S.Rappaport, “*Wireless Communications : Principles and Practice*” – 2002
- [8] Turin G.L et al, « *A statistical Model Of Urban Multipath Propagation*, » IEEE Trans. On Vehicular Technology, VT-21, Page(s): 1-9, Feb.1972.
- [9] VU Van Yem. *Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l’intérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, ENST Paris, Décembre 2005.
- [10] P.A.Bello. “*Characterisation of randomly time-variant linear channels*”. IEEE Transactions on communications Systems, CS-11 :360-393, décembre 1963.
- [11] Matthias Pätzold, “*Mobile Fading Channels*” John Wiley & Sons, Ltd 2002.
- [12] A. Affandi, G. El Zein, J. Citerne, “*Investigation on Frequency Dependence of Indoor Radio Propagation Parameters*” IEEE 50th Vehicular Technology Conference, vol. 4, pp.1988-1992, 1999.

- [13] Steven J. Howard and Kaveh Pahlavan, "*Measurement and analysis of the indoor radio channel in the frequency domain*" IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, vol.39, No.5, October 1990.
- [14] H. Hashemi, "*The Indoor Radio Propagation Channel*" Proc. of the IEEE, vol. 81, no. 7, pp.943-967, July 1993.
- [15] T. Okumura, E. Ohmor, and K. Fukada, "*Field Strength and its variability in VHF and UHF Land mobile Service*", Review Electrical Communication Laboratory, pp. 825-873, 1968.
- [16] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for the Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, February 1987.
- [17] M. Hata, "*Empirical Formula for propagation Loss in Land Mobile Radio Service*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 317-325, 1980.
- [18] COST231, "*Digital mobile radio towards future generation systems, final report.*" 1999.
- [19] W. G. Newhall, K. Saldanha, and T. S. Rappaport, "*Using RF Channel Sounding Measurements to Determine Delay Spread and Path Loss*" RF Design, vol. 19 No. 1, January 1996.
- [20] W. C. Y. Lee, "*Overview of Cellular CDMA*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, No. 2, May 1991.
- [21] D. C. Cox, "*Delay Doppler characteristics of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-20, No. 5, pp. 625-635, 1972.
- [22] W. G. Newhall, T. S. Rappaport, and D. G. Sweeney, "*A Spread Spectrum Sliding Correlator System for Propagation Measurements*", RF Design, pp 40-54, April 1996.

- [23] J.D.Parsons, D.A. Demery, A. M. D. Turkamani, “*Sounding Techniques for Wideband Mobile Radio Channels: a review*” IEE Proceedings, vol. 138, no. 5, pp. 437-446, October 1992.
- [24] W. R. Young and L. Y. Lacy, “*Echoes in Transmission at 450 Megacycles from Land-to-Car Radio Units*” *Proceedings of the IRE*, vol 38, pp. 255-258, March 1950.
- [25] A. J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Massachusetts: Addison-Wesley, 1995.
- [26] N. Patwari, “*Measured and Modeled Time and Angle Dispersion Characteristics of the 1.8 GHz Peer-to-Peer Radio Channel*” Masters Thesis, MPRG-TR-99-03, Virginia, Polytechnic Institute and State University, <http://scholar.lib.vt.edu/theses/index.html>, May 1999.
- [27] W. G. Newhall, “*Wideband Propagation Measurement Results, Simulation Models, and Processing Techniques for a Sliding Correlator Measurement System*” Masters Thesis, MPRG-TR-97-19, Virginia Polytechnic Institute and State University, November 1997.
- [28] G. Martin, “*Wideband Channel Sounding Dynamic Range using a Sliding Correlator,*” IEEE 51st Vehicular Technology Conference, vol. 3, pp. 2517-2521, 2000.
- [29] J.Austin,W.K.Lam, W.P.A Ditmar, E. Vilar, and K.W.WAN. “*A spread spectrum communications channel sounder*”. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 45(7): 840-847, Juillet 1997.
- [30] P.J.Cullen, P.C Fannin, and A.Molina. “*Wide-band measurement and analysis techniques for the mobile radio channel*”. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 42:589-603, Novembre 1993.
- [31] A.Molina and P.C.Fannin. “*Application of mismatched filter theory to bandpass impulse response measurements.*” *Electronics Letters*, 29(2): 162-163, Janvier 1993.

- [32] J.Kivinen and P.Vainikinen. “*Phase noise in direct sequence based channel sounder.*” IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium, 3 :1115-1119,1997.
- [33] K. Kalliolla, H. Laitinen, P. Vainikinen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E.Bonek. “*Directional 3d real-time dual-polrised measurement of wideband radio channel at mobile station.*” IEEE Instrumentation and Measurement Conference, pages 170-175, May 1999.
- [34] B.H Fleury, P. Jourdan, and A.Stucki. “*High resolution channel parameter estimation for mimo applications using the sage algorithm*”. IEEE international Zurich Seminar on BroadBand Communications, Février 2002.
- [35] J.M. Conrat, J-Y Thiriet, and P. Pajusco. Americc, “*l’outil de mesure du canal large bande radioelectrique*” fr&d.4^{ème} Journées d’études – Propagation Electromagnétique dans l’Athmosphère du Décamétrique à l’Angström, Mars 2002.
- [36] A. Molina, P.C. Fannin, and J. Timmoney. “*Generation of optimal excitation waveforms for mobile radio channel sounding*”. IEEE Transactions on Véhicular Technology, 44(2) :275-279, Mai 1995.
- [37] T.Felhauer, P. Baier, W. König, and W. Mohr. “*Optimized wideband system for unbiased mobile radio channel sounding with periodic spread spectrum signals*”. IEICE Transactions on Communications, E76-B, Août 1993.
- [38] A. G. Siamarou, “*Wireless Mobile and Personal Broadband Communications : From Myth to Reality !*” Institution of Electrical Engineers, 2001.
- [39] C.Bares, C.Brousseau, and A.Bourdillon. “*Capacités et limitations de la technique de sondage par balayage de fréquence.* 4^{ème} Journées d’études – Propagation Electromagnétique dans l’Athmosphère du Décamétrique à l’Angström, Mars 2002.

- [40] A.Affindi. *Caractérisation et modélisation de la propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes de 450, 900, 1800, 2400 et 5800 MHz*. Thèse de Doctorat en électronique INSA Rennes, Mai 2000.
- [41] K. Sohrabi, B. Manriquez, G. J. Pottie, "Near Ground Wideband Channel Measurement in 800-1000 MHz" IEEE 49th Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp. 571-574, 1999.
- [42] S. Y. Tan, M. Y. Tan, and H. S. Tan, "Multipath Delay Measurements and Modeling for Interfloor Wireless Communications," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.49, issue 4, pp. 1334-1341, July 2000.
- [43] M. S. Varela and M. G. Sánchez, "RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band" IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, issue 2, pp. 515-525, 2001.
- [44] I. Cuiñas and M. G. Sánchez, "Measuring, Modeling, and Characterizing of Indoor Radio Channel at 5.8 GHz" IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, issue 2, pp.526-535, 2001.
- [45] S.Salous. "If digital generation of fmcw waveforms for wideband channel characterisation". IEE. Proceedings-I Commun. Speech Vis., 139(3):281-288, Juin 2001.
- [46] S.Salous, N.Bajj, and N.Nikandrou. *Wideband channel characterization with a chirp waveform*. IEE colloquium on radio communications at microwave and millimeter wave frequencies, Digest 1996/239 :2/1-2/5, Décembre 1996.
- [47] S.Salous, N.Nikandrou, and N.F.Bajj. *Digital techniques for mobil radio chirp sounders*. IEE Proceedings Commun, 145(3) :191-196, juin 1998.
- [48] T. Quiniou. *Conception et réalisation de sondeurs spatio- temporels du canal à 1800 MHz – Mesures de propagation à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Janvier 2001.

- [49] C.M. Keller and M.C. Brown. *Propagation measurements for 1.9 GHz high-gain antenna design*. Proceeding of the IEEE Vehicular technology Conference, 1 : 59-63, Juillet 1995.
- [50] M.G. Marques, E. Zollinger, J. Kunisch, S. Weitz, J. Pamp, and L.M. Correia. *Modeling and measuring wideband directional channels for umts micro-cells*. In Proc. Of IST Mobile Communication, September 2001.
- [51] E. Zollinger and G. Marques. *Wideband directional channel model and measurement campaign*. ASILUM, IST-1999-10741 D2.1, Octobre 2000.
- [52] J.P Barbot. *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz*. Thèse de Doctorat en sciences, Université Paris XI Orsay, Juin 1995.
- [53] R.Stridh and B.Ottersten. *spatial characterization of indoor radio channel measurements*.IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Mars 2000.
- [54] J. Kivinen. *Developpement of wideband radio channel wideband measurementand mode-ling techniques for future radio systems*. Phd Thesis of science and Technology, Helsinki University of Techology, Février 2001.
- [55] J.P. Kermoal, P.E. Mogensen, S.H. Jensen, J.B. Andersen, F. Frederiksen, T.B. Sorensen, and K.I. Pedersen. *Experimental investigation of multipath richness for multi-element transmit and receive antenna arrays*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference, Mai 2000.
- [56] P.Laspougeas, J.M. Conrat, S. Mayrargue, and P. Pajusco. *Single and dual multi-sensor channel characterization in indoor and campus environnement at 5 ghz*. COST 273-Workshop, Mai 2002.

- [57] P.Pajusco. *Experimental characterization of doa at base station in rural and urban area*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference, Mai 1998.
- [58] J.P. Barbot, P. Larzabal, and A.J. Levy. *Wideband indoor propagation channel direction of arrival measurements*. SPAWC, pages 193-196, Avril 1997.
- [59] A.Dunand, J.-M. Conrat. *Polarization behaviour in urban macrocell environments at 2.2 GHz*. Antennas and propagation, 2007. EUCAP 2007
- [60] U. Martin. *Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells*. IEE Pro-ceedings Radar, Sonar, Navigation, 145(1) :42-49, Février 1998.
- [61] K. Kalliola. *Experimental analysis of multidimensional radio channels*. PhD. Thesis of Sciences in Technolgy, Helsinki University of Technology, Finland, Février 2002.
- [62] B.H. Fleury, P. Jourdan, and A. Stucki. *High resolution channel parameter estimation for mimo applications using the sage algorithm*. IEEE International Zurich Seminar on Broadband Communications, Février 2002.
- [63] M. Toelsch. *Spatial characterisation of urban radio channels*. Phd. Thesis, Technischen Universität Wien, Fakultät für Electrotechnik, Août 2002.
- [64] A.S. Richter, M. Landmann, and R.S. Thöma. *Maximum likelihood channel parameter estimation from multidimensional channel sounding measurements*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference, Mai 2003.
- [65] K.Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D.McNamara, P. Karlsson, and M. Beach. *A 20 mhz hiperlan:2 mimo channel model in nlos indoor scenarios*. Konferensen Radio Vetenskap och Kommunikation (RVK), pages 311-315, Juin 2002.
- [66] H. Hofstetter, C. Mecklenbräuker, R. Muller, H. Anegg, H. Kunczier, E. Bonek, I. Viering, and A.F. Molish. *Description of wireless mimo measurments at 2 ghz in selected environments*. COST 273, TD (02)(135), September 2002.

- [67] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, and R.S. Thömae. *Joint estimation of dop, yime delay, and doa for high-resolution channel sounding*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference, Septembre 2000.
- [68] M. Mizuno, S.Sekizawa, and K. Taira. *Measurement of spatio-temporal propagation characteristics in urban microcellular environment*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference, 4 :2263-2267, Septembre 1999.
- [69] W. C. Jakes, Y. S. Yeh, M. J. Gans, and D. O. Reudink, “*Fundamentals of diversity systems*,” Chapter 5 in *Microwave Mobile Communications Wireless Communication Systems*, editor W. C. Jakes, New York, John Wiley & Sons, 1974.
- [70] P. Mogensen, H. Dam, K. Olesen, and S.L. Larsen. *The Tsunami(ii) stand alone testbed*. Proceedings of ACTS Mobile Telecommunication, pages 517-527, Novembre 1996.
- [71] J.S. Aron. “*Measurement system and campaign for characterizing of theoretical capacity and cross-correlation of Multiple Input Multiple Output indoor wireless channels*.” Phd. Thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Mars 2002.
- [72] B.K. Kim, W.L. Stutzman, and D.G. Sweeney. *Indoor and outdoor measurements of space, polarization, and angle diversity for cellular base stations in urban environments*. Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference,1: 22-29, Septembre 2000.
- [73] J. Rinas and K.D. Kammeyer. *Mimo measurements of communication signals and application of blind source separation*. IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Theory (ISSPT), 2003.
- [74] J. Litva, K. Blau, and V.Kezys. *High resolution measurements of aoa and time delay for characterizing indoor propagation environments*. Antenna and Propagation Society International symposium, 1996 AP-S Digest, 2 :1490-1493, Juillet 1996.

- [75] P.Pajusco. *Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives*. Journées scientifiques du CNFRS. Paris les 28 et 29 Mars 2006.
- [76] J.Guillet. *Caractérisation et modélisation spatio-temporelles de canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO*. Thèse de Doctorat en électronique, INSA-Rennes, Juillet 2004.
- [77] M.D. Zoltowski, G.M. Kautz, and S.D. Silverstein, “*Beamspace root-MUSIC*,” IEEE Trans. Signal Proceeding, Vol. 41, pp. 344-364, January 1993.
- [78] B.D. Rao and K.V.S. Hari, “*Performance analysis of root-music*,” IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal processing, Vol. 37, pp. 1939-1949, December 1989.
- [79] B. Ottersten, M. Viberg, P. Stoica, and A. Nehorai, “*Exact and large sample ML techniques for parameter estimation and detection in array processing*,” Radar array processing, pp. 99-151. Springer-Verlag, 1993.
- [80] P. Stoica and R.L. Moses. *Introduction to Spectral Analysis*. Wiley, New York, 1997.
- [81] M.S. Bartlett, “*Periodogram analysis and continuous spectra*,” Biometrika, Vol. 37, pp. 1-16, 1950.
- [82] G. Jenkins and D. Watts. *Spectral Analysis and its Applications*. San Francisco, CA: Holden-Day, 1968.
- [83] J. Capon, “*High resolution frequency-wave number spectrum analysis*,” in Proc. IEEE, Vol. 57, PP. 1408-1418, August 1969.
- [84] Ligget W. S., «*Passive Sonar: Fitting model to multiple series*», Nato Asi on signal Processing, Loughborough (UK), 1972.
- [85] Pisarenko V. F., «*The retrieval of Harmonic from a covariance function*» , Geophys. Journ. Astron. Soc., Vol 33, 1973.

- [86] Mermoz H., «*Imagerie, Corrélation et Modèles*», Annales des Télécom Vol 31, ,17-36. Janvier 1976.
- [87] G. Bienvena and L. Kopp, “*Adaptively to background noise spatial coherent for high resolution passive methods*,” in Proc. ICASSP, Vol.1, pp. 307-310, Denver, Colorado, April 1980.
- [88] G. Bienvena and L. Kopp, “*Optimality of high resolution array processing using the eigen system approach*,” IEEE Trans. Acoustic, Speech, Signal processing, Vol. 34, pp. 1234-1248, October 1983.
- [89] R.O. Schmidt, “*Multiple emitter location and signal parameter estimation*” IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. 34, pp. 276-280, March 1986.
- [90] R.O. Schmidt, “*A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation*” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Stanford Univ., Stanford, CA, November 1981.
- [91] R.O. Schmidt, “*Multiple emitter location and signal parameter estimation*,” Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop (Rome, NY), pp. 243-258, 1979.
- [92] A. J. Barabell, “*Improving the resolution performance of eigenstructure-base direction-finding algorithms*”, Proc. Of ICASSP, Boston, MA, USA, pp. 336-339, 1983.
- [93] T. H. Shan, A. Paulraj, T. Kailath, “*On Smoothed Rank Profile tests in Eigenstructure Methods for Direction-of-Arrival Estimation*” IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc., vol . ASSP-35, pp. 1337-1385, oct.1987.
- [94] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath, “*Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques – ESPRIT*,” in Proc. IEEE ICASSP, Vol. 4, Tokyo, Japan, pp. 2495-2498, 1986.

- [95] R.H. Roy, “*ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*,” Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Stanford Univ., 1987.

- [96] P. Stoica and T. Söderström, “*Statistical Analysis of MUSIC and Subspace Rotation Estimates of Sinusoidal Frequencies*”, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 1836-1847, Aug. 1991.

- [97] A. Eriksson, P. Stoica, and T. Soderstrom, “*Second-order properties of MUSIC and ESPRIT estimates of sinusoidal frequencies in high SNR scenarios*”, IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, vol. 140, no. 4, pp. 266-272, Aug. 1993.

- [98] Y. Hua and T. K. Sarkar, “*On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencil in noise*”, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, no. 4, pp. 892-900, Apr. 1991.

**CHAPITRE II METHODE DE
DECONVOLUTION POUR LA
DETECTION DES ANGLES
D'ARRIVEE**

II.1. Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre qu'un modèle de canal de propagation réaliste doit tenir compte de la dépendance du canal en fonction des angles d'arrivée. La mesure de l'angle d'arrivée revient à déterminer les directions d'arrivée des ondes planes électromagnétiques sur un capteur par rapport à une direction de référence.

Classiquement, l'identification des paramètres des sources rayonnantes se fait à travers des méthodes basées sur l'information contenue dans les valeurs et les vecteurs propres de la matrice inter spectrale des signaux reçus par un réseau de capteurs (MUSIC, ESPRIT, etc.). Comme nous l'avons vu précédemment, ces différentes méthodes reposent sur des hypothèses qui ne sont pas toujours vérifiées. Le non-respect de ces hypothèses provoque des dégradations au niveau des angles d'arrivée estimés. Dans le but de s'affranchir de ces différentes hypothèses, une méthode innovante basée sur la technique de rotation d'antenne a été mise au point et a donc fait l'objet de ces travaux.

La technique de rotation d'une antenne consiste à sonder l'espace angulaire en faisant tourner une antenne directive. Les angles d'arrivée sont ensuite déduits en distinguant les différents pics d'énergie sur le diagramme de puissance. Cependant, le diagramme mesuré par l'antenne est souvent très perturbé (présence des lobes secondaires) et la distinction des angles d'arrivée s'avère difficile. L'objectif de la méthode proposée est de retrouver les angles d'arrivée dans un tel contexte et de pouvoir libérer la technique de rotation de sa principale contrainte : la directivité de l'antenne.

La conception et la validation de cette nouvelle méthode feront l'objet de ce chapitre.

II.2. Méthode proposée pour le calcul de l'angle d'arrivée

Nous précisons que le sondage de l'espace angulaire est effectué par une rotation pas à pas de l'antenne. Dans le cas d'une rotation continue de l'antenne, la vitesse de rotation de l'antenne introduit un décalage Doppler qui n'a pas lieu dans notre cas car la rotation de l'antenne est stoppée lors de l'acquisition. Cependant, cette vitesse de rotation doit être assez lente pour éviter les vibrations mécaniques et maintenir la stabilité de diagramme de l'antenne pendant les mesures. Le sondage du canal est effectué par une sinusoïde pure CW (Constante Wave). De plus, nous considérons que le canal est statique tout le long de la mesure.

II.2.1. Formulation analytique

Dans un repère sphérique Figure II-1, une onde incidente sur une antenne peut être décrite de la manière suivante :

$$AOA(\theta, \varphi) = AOA_{\theta}(\theta, \varphi)i_{\theta} + AOA_{\varphi}(\theta, \varphi)i_{\varphi} \quad (2.1)$$

Où AOA_{θ} et AOA_{φ} correspondent à l'amplitude et la phase de l'onde plane respectivement dans les directions i_{θ} et i_{φ} . Ainsi, le diagramme en champ de l'antenne s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = G_{\theta}(\theta, \varphi)i_{\theta} + G_{\varphi}(\theta, \varphi)i_{\varphi} \quad (2.2)$$

Où G_{θ} et G_{φ} sont les expressions complexes des composantes θ et φ du diagramme en champ de l'antenne.

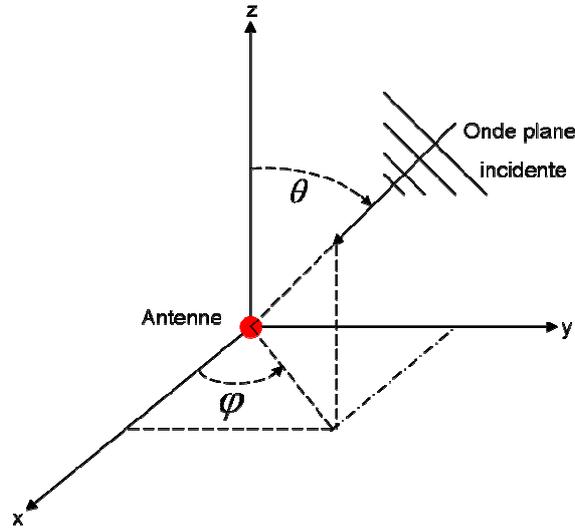


Figure II-1 : Onde plane incidente sur une antenne.

La tension V mesurée sur une antenne illuminée par une onde plane peut être calculée comme suit [1] :

$$V_0 = C \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G(\theta, \varphi) AOA(\theta, \varphi) \sin(\theta) d\theta d\varphi \quad (2.3)$$

Où C une constante de proportionnalité.

Nous restreignons l'ensemble de l'étude sur le cas où l'onde incidente et l'antenne ont la même polarisation. Nous considérons également le cas **1D** où les angles d'arrivée des ondes électromagnétiques sont contenus dans le plan azimutal φ ($\theta = \pi/2$). Après normalisation par la constante C , l'équation (2.3) s'écrit alors:

$$V_0 = \int_0^{2\pi} G(\varphi) AOA(\varphi) d\varphi \quad (2.4)$$

Nous effectuons une rotation de l'antenne d'un angle α dans le plan azimutal, la tension $V(\alpha)$ mesurée est calculée de la manière suivante :

$$V(\alpha) = \int_0^{2\pi} G(\alpha - \varphi) AOA(\varphi) d\varphi \quad (2.5)$$

Le but de la rotation est de couvrir l'ensemble de l'espace angulaire en azimut. Nous désignons par Ω l'ouverture de l'antenne à -3 dB. Ω définit la résolution angulaire. Afin de respecter les conditions d'échantillonnage de Shannon, α doit être inférieur ou égal à $\Omega/2$.

La rotation complète de G autour de AOA par pas de α mène à un produit de convolution circulaire. En s'appuyant sur l'équation (2.5), on peut écrire :

$$V(\alpha) = G(\alpha) \otimes AOA(\alpha) \quad (2.6)$$

Où \otimes est l'opérateur de la convolution circulaire selon la dimension angulaire. Un exemple de calcul concernant la convolution circulaire est présenté en annexe 2. L'avantage de la convolution circulaire qu'elle peut être directement calculée en appliquant la Transformée de Fourier Discrète (TFD) et l'Inverse de cette transformée (TFDI).

Une convolution circulaire dans le domaine angulaire se traduit par une multiplication dans le domaine des fréquences spatiales ξ . En appliquant la TFD selon α sur les termes de l'équation (2.6), nous obtenons :

$$\begin{aligned} TFD[V(\alpha)] &= TFD[G(\alpha) \otimes AOA(\alpha)] \\ TFD[V(\alpha)] &= TFD[G(\alpha)].TFD[AOA(\alpha)] \\ V(\xi) &= G(\xi).AOA(\xi) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Le diagramme en champ $G(\alpha)$ de l'antenne est supposé connu. La tension $V(\alpha)$ est mesurée pour chaque pas de rotation, $AOA(\alpha)$ est le signal inconnu à déterminer. $AOA(\alpha)$ est obtenu en appliquant la TFDI sur l'équation (2.7) :

$$\begin{aligned} AOA(\alpha) &= TFDI[AOA(\xi)] = TFDI\left[\frac{V(\xi)}{G(\xi)}\right] \\ &\text{pour } G(\xi) \neq 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Les angles d'arrivée ne sont plus observés en distinguant les pics d'énergie qui se trouvent sur le diagramme de tension mesuré $V(\alpha)$ ou celui de puissance, mais aux différents pics du signal $AOA(\alpha)$. Notre développement de la technique de rotation, permet de calculer les angles d'arrivée en déconvoluant la tension mesurée $V(\alpha)$ du gain en champ $G(\alpha)$ de l'antenne. Les angles d'arrivée observés sur le diagramme de puissance sont vrais, exclusivement pour une antenne très directive et dans un milieu présentant un fort rapport

signal sur bruit. En s'appuyant sur l'équation (2.6), et en admettant que l'antenne a un rayonnement directif qui se rapproche d'une distribution de Dirac, nous obtenons :

$$V(\alpha) = \delta(\alpha) \otimes AOA(\alpha) = AOA(\alpha) \quad (2.9)$$

Où δ est la fonction représentant la distribution de Dirac. Dans ce cas, les signaux $AOA(\alpha)$ et $V(\alpha)$ sont équivalents. Cependant, ce raisonnement est purement théorique. En effet, la réalisation d'une antenne avec un tel rayonnement est impossible. Nous précisons que la relation (2.9) reste approximativement vrai dans le cas d'un sondage spatial effectué avec une antenne parabole ou un réseau formé dont l'ouverture doit être la plus étroite possible. Cependant, dans un milieu fortement bruité, le signal $V(\alpha)$ peut être très perturbé ce qui rend difficile de faire la différence entre les pics parasites (lobes secondaires) et les pics correspondant aux angles d'arrivée des sources.

En se basant sur l'équation (2.8), les angles d'arrivée sont calculés pour n'importe quelle type d'antenne (à l'exception des antennes omnidirectionnelles). Ainsi, la contrainte sur l'ouverture de l'antenne est surmontée. Cela signifie que nous allons pouvoir utiliser des antennes présentant des larges ouvertures angulaires à -3dB. Une ouverture très large dans le domaine angulaire se traduit par un spectre très étroit dans le domaine des fréquences spatiales. Dans l'équation 2.8, nous effectuons une division par la TFD du gain complexe de l'antenne. Ainsi, le rapport $V(\xi)/G(\xi)$ ne peut être effectué que sur l'intervalle pour lequel $G(\xi)$ n'est pas nul ou non bruité. Dans le cas contraire, le rapport $V(\xi)/G(\xi)$ peut prendre des valeurs infinies engendrant une perte totale des angles d'arrivée. Nous avons évoqué ce problème en [2]. Ainsi, un fenêtrage sur $V(\xi)$ paraît nécessaire :

$$AOA(\alpha) = TFDI \left[\frac{V(\xi) \times W}{G(\xi)} \right] \quad (2.10)$$

Où W est la fenêtre appliquée sur $V(\xi)$. Nous verrons, dans la suite l'effet de la fenêtre appliquée sur le signal AOA obtenu.

II.2.2. Analyse et interprétation

Dans cette partie, nous nous servons d'un exemple de mesure effectué en chambre anéchoïque où nous essayons de localiser, en appliquant notre méthode, une source émettrice. L'antenne de réception est une antenne patch présentant un gain de 8 dB et une ouverture de 70° à -3dB.

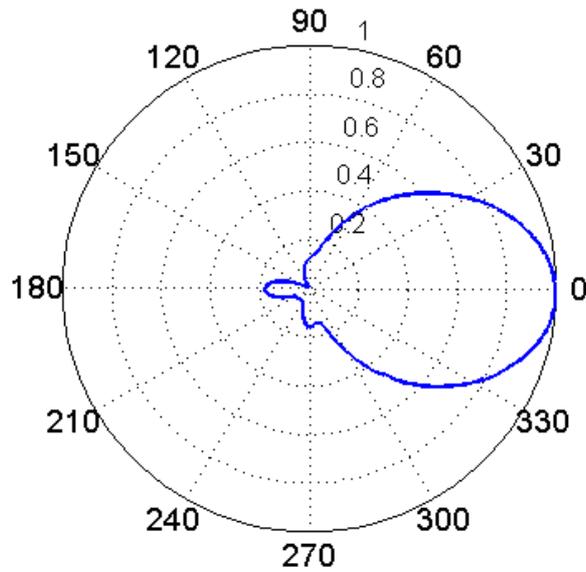


Figure II-2 : Diagramme normalisé de l'antenne patch de réception.

Cette antenne va effectuer une rotation dans le plan horizontal par pas de 1° en mesurant la tension pour chaque pas de rotation. La source émettrice dans ce cas était aussi une antenne patch positionnée à 37° de l'axe principale Figure II-3.

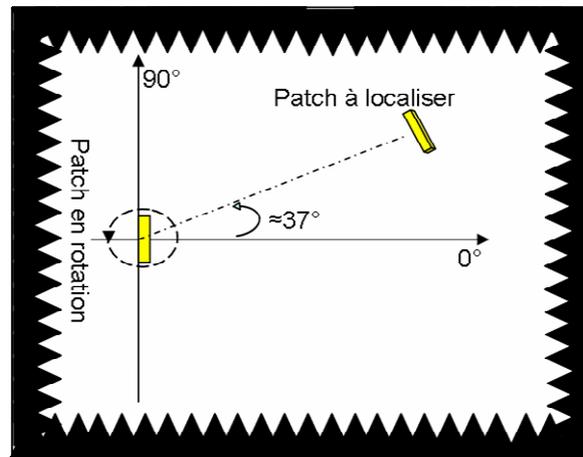


Figure II-3 : Exemple de mesure dans un milieu maîtrisé.

Les deux antennes fonctionnent à 3.5 GHz et sont reliées à un analyseur du réseau vectoriel (ARV). La source émettrice peut être une antenne dipôle ou n'importe quel type d'antenne. La méthode ne pose pas des conditions sur la nature ou le nombre des sources émettrices (angles d'arrivée). Les modules de la TFD du gain complexe de l'antenne patch de réception et de la TFD de la tension complexe mesurée par cette antenne sont présentés

respectivement Figure II-4 et Figure II-5. Les fréquences spatiales sont définies par l'intervalle $[\xi_{\min}, \xi_{\max}] = [-1/(2\pi), 1/(2\pi)]$.

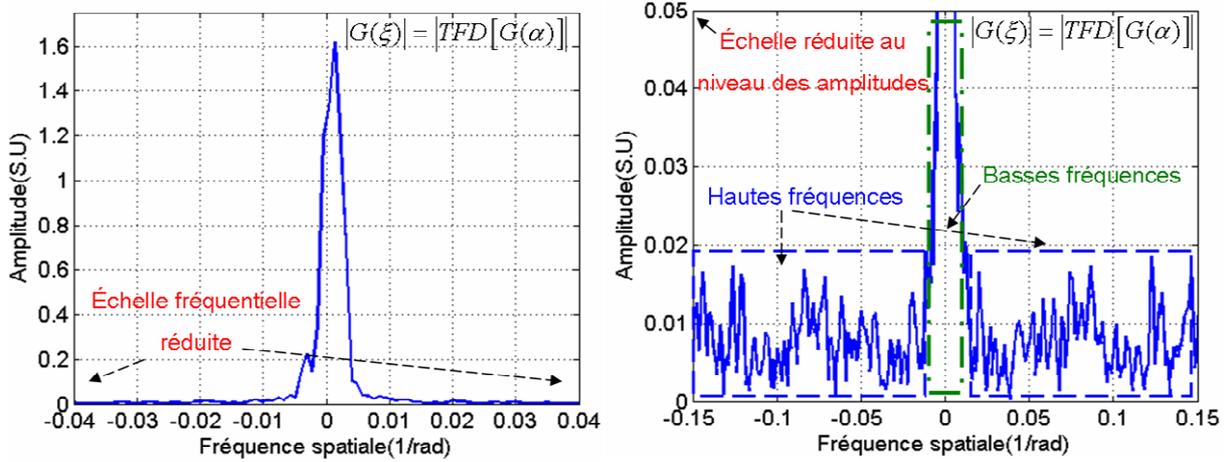


Figure II-4 : Module de la TFD du gain complexe de l'antenne de réception.

La courbe qui représente le module de $G(\xi)$, en réduisant l'échelle au niveau des fréquences spatiales montre une faible ouverture spatiale. En réduisant l'échelle suivant les amplitudes, nous constatons que le module de $G(\xi)$ est fortement bruité au niveau des hautes fréquences spatiales. Le bruit est traduit par des variations rapides sur une marge d'amplitude très faible.

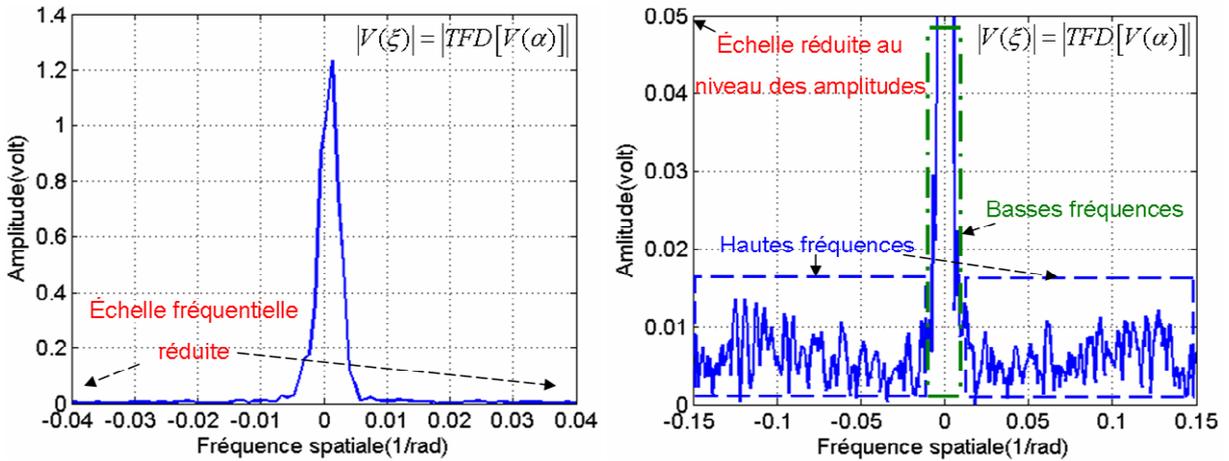


Figure II-5 : Module de la TFD de la tension mesurée par l'antenne de réception.

L'information utile Figure II-5, se situe au niveau des fréquences spatiales basses (autour de 0). Le signal $AOA(\alpha)$ obtenu en appliquant l'équation (2.8), est présenté Figure II-6. Le signal AOA est très bruité. L'angle d'arrivée à 37° correspondant à la source émettrice est

noyé dans le bruit. Le bruit présent au niveau des hautes fréquences angulaires du $G(\xi)$ et $V(\xi)$ est à l'origine de ce résultat.

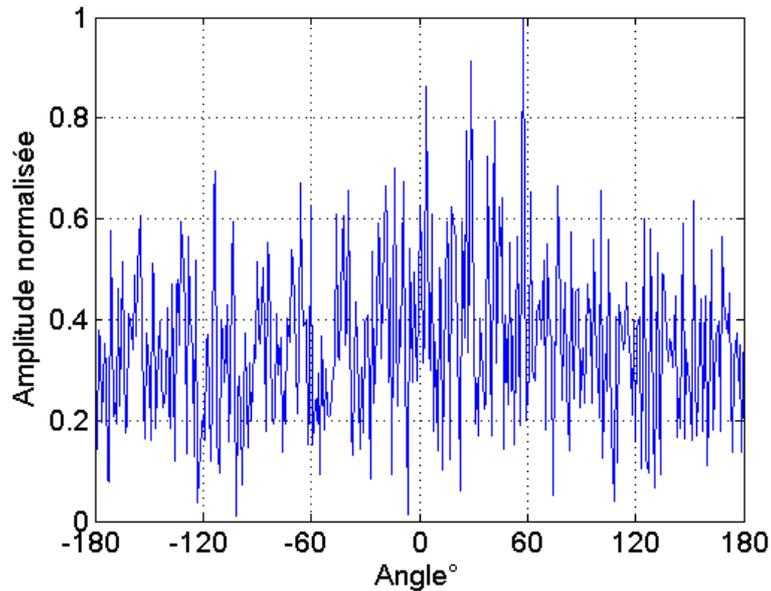


Figure II-6 : Signal AOA bruité.

La solution proposée au niveau de l'équation (2.10) consiste à appliquer une fenêtre sur la TFD de la tension complexe. Dans un premier temps, une fenêtre W du type Gaussien a été utilisée Figure II-7.

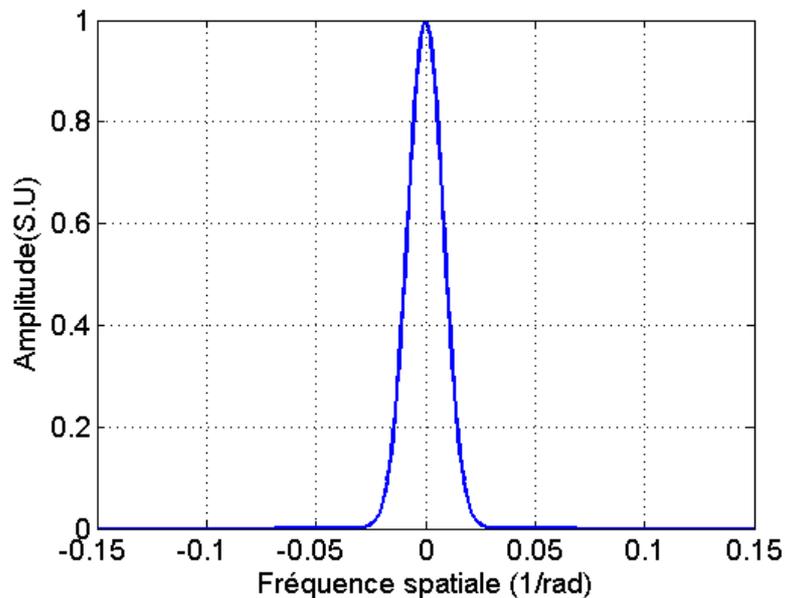


Figure II-7 : Fenêtre Gaussienne.

La largeur de la fenêtre appliquée peut être définie en fonction de la largeur de $G(\xi)$. Le signal AOA obtenu en appliquant l'équation (2.10) est présenté Figure II-8.

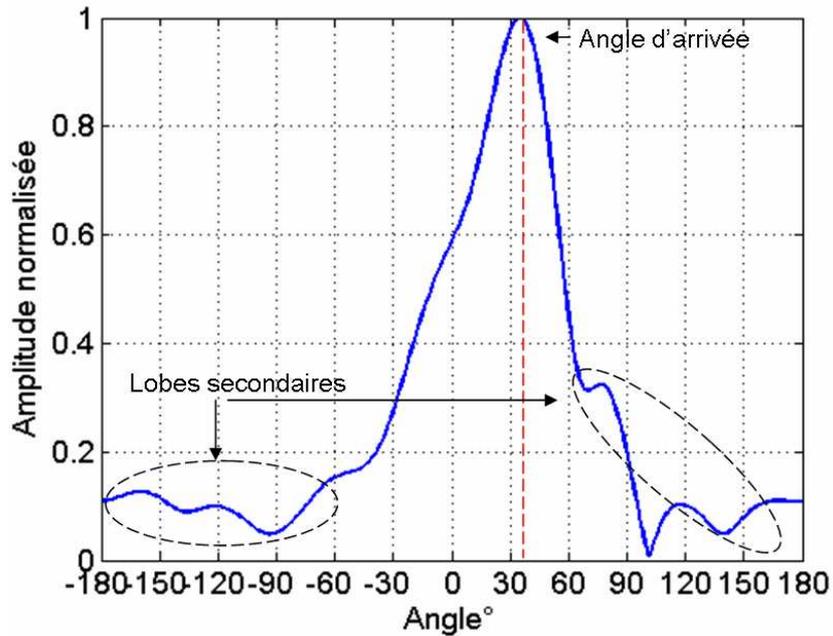


Figure II-8: Source localisée à 37°.

L'application de la fenêtre permet de surmonter le problème concernant l'absence des hautes fréquences angulaires au niveau de $G(\xi)$. L'angle d'arrivée de la source émettrice est localisé autour de 37°. Cette direction correspond à la position de la source émettrice dans la chambre anéchoïque. Cependant, des lobes secondaires sont présents au niveau du signal AOA calculé et une faible sélectivité angulaire est constatée au niveau de la source localisée. Plusieurs types de fenêtres peuvent être appliqués (Rectangle, Hanning, Hamming, etc.). En revanche, le paramétrage de la largeur de la fenêtre choisie dépend toujours de l'ouverture de l'antenne de réception utilisée. Cette dépendance et le manque de résolution qui en résulte nous amène à écarter la solution du fenêtrage. Dans un premier temps, nous essayons, en se basant sur l'équation 2.6, de reformuler la technique de rotation sous forme d'un système d'équations linéaires.

II.2.2.1. Système d'équations linéaires

Nous partons de l'hypothèse que l'antenne effectue n rotations pour couvrir l'espace angulaire et que le diagramme en champ de l'antenne était mesuré lui aussi tout les n degrés. Les termes de l'équation (2.6) peuvent être exprimés alors de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 V(\alpha) &= [v_1 \cdots \cdots v_n] \\
 G(\alpha) &= [g_1 \cdots \cdots g_n] \\
 AOA(\alpha) &= [aoa_1 \cdots \cdots aoa_n]
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

La rotation de l'antenne revient à tourner son diagramme $G(\alpha)$. Les différentes positions du diagramme de l'antenne sont illustrées dans une matrice de rotation G_R :

$$G_R = \begin{pmatrix} g_1 & \cdots & g_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_n & \cdots & g_1 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

La formulation de la technique de rotation sous forme d'un système d'équations linéaires peut se faire en se basant sur l'équation (2.6). L'opération de la convolution circulaire se traduit par une multiplication de la matrice de rotation G_R par le vecteur inconnu AOA :

$$G_R \times AOA = V \quad (2.13)$$

$$\begin{pmatrix} g_1 & \cdots & g_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_n & \cdots & g_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} aoa_1 \\ \vdots \\ aoa_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_n \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Le problème revient à la recherche du vecteur AOA .

Nous considérons que le bruit est confiné dans le vecteur de tension V . Dans ce cas, on cherche le signal AOA non bruité au sens des moindres carrés (Least Square : LS) [3] :

$$AOA_{LS} = \arg \min_{AOA} \|G_R \times AOA - V\|^2 \quad (2.15)$$

Cela revient à chercher la perturbation ΔV de norme minimum qui rende le système $G_R \times AOA = V$ consistant (système qui admet une solution exacte) :

$$\min \|\Delta V\|^2 \quad \& \quad G_R \times AOA = V + \Delta V \quad (2.16)$$

Il existe alors une solution unique à ce problème :

$$AOA_{LS} = (G_R^H \times G_R)^{-1} \times G_R^H \times V \quad (2.17)$$

Où H est la transposée hermitienne et $(G_R^H \times G_R)^{-1}$ est l'inverse de la matrice $G_R^H \times G_R$.

À noter que le vecteur $V_0 = V + \Delta V$ qui rend le système consistant et qui est le plus proche de V est donné par la projection orthogonale de V sur l'image de G_R , notée $\Re(G_R)$:

$$\begin{aligned} V_0 &= G_R \times (G_R^H \times G_R)^{-1} \times G_R^H \times V \\ G_R \times AOA_{LS} &= V_0 \\ \Re(G_R) &= \{V \in \mathbb{C}^{n \times 1} / G_R \times AOA = V\} \end{aligned} \quad (2.18)$$

En appliquant l'ensemble de ces équations sur le cas précédant Figure II-3, le signal AOA_{LS} obtenu est présenté Figure II-9 :

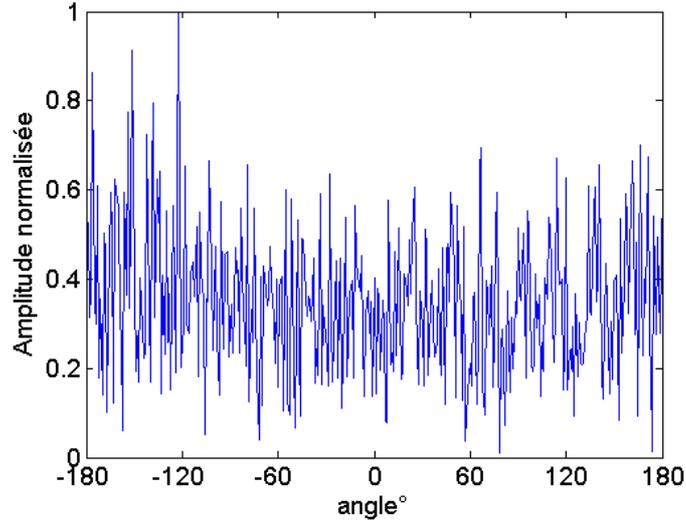


Figure II-9 : Signal AOA obtenu au sens des moindres carrés

Le signal AOA obtenu est fortement bruité. L'angle d'arrivée à 37° correspondant à la source émettrice est noyé dans le bruit. Une première conclusion expliquant ce résultat envisage que l'hypothèse concernant le bruit est fautive. En effet, lorsqu'on résout le système $G_R \times AOA = V$ au sens des moindres carrés, on écrit de fait $G_R \times AOA = V + \Delta V$ et on cherche à minimiser $\|\Delta V\|^2$. Par conséquent, on suppose que le bruit est confiné dans V et que G_R est exempte, or V et G_R contiennent le signal ; il n'y a donc pas de raison objective pour supposer que le bruit est uniquement dans V . L'approche des moindres carrés totaux (Total Least Square : TLS) considère que l'on doit trouver les perturbations ΔG_R et ΔV qui rendent le système consistant [4-5]:

$$\min \left\| \begin{bmatrix} \Delta G_R & \Delta V \end{bmatrix} \right\|^2 \text{ \& } (G_R + \Delta G_R) \times AOA = V + \Delta V \quad (2.19)$$

La résolution de ce problème est présentée (cf.annexe2). Cependant, le signal AOA_{TLS} obtenu est également bruité. Ainsi, la nouvelle hypothèse concernant le bruit n'a pas abouti à sortir le signal AOA du bruit. D'autres méthodes fonctionnant au sens des moindres carrés et faisant appel à la décomposition en valeurs singulières (SVD) ou à des compositions de type Cholesky (cf.annexe2) ont été également testées. Cependant, le signal AOA donné par ces méthodes est également bruité. En effet, ces différentes méthodes cherchent à minimiser un vecteur de perturbation du type $\|\Delta V\|^2$. Cela revient à faire des corrections sur les erreurs de module (amplitude) d'un signal bruité sans tenir compte de la phase du signal. Cependant, dans notre cas, nous traitons un vecteur de tension à valeurs complexes. L'information est

contenue, non pas seulement dans le module du vecteur de tension mesuré mais également dans la phase de chacune de ses composantes. Ainsi, le bruit est également présent sur le module et la phase ce qui rend l'application de ces différentes méthodes inefficace dans notre cas.

II.2.2.2. Filtrage adaptatif

L'idée repose sur la définition d'un seuil qui représente le niveau de bruit dans le domaine des fréquences angulaires. Dans notre cas, nous essayons de filtrer la tension mesurée $V(\alpha)$ (configuration Figure II-3). Pour ce faire, un filtrage adaptatif est appliqué sur les composantes de $V(\xi)$. Le niveau du bruit est défini comme étant la puissance moyenne de $V(\xi)$. Ensuite, les composantes de $V(\xi)$ présentant une puissance inférieure au niveau du bruit sont annulées. La tension filtrée est calculée ensuite en appliquant la TFDI. Ce filtrage est appliqué sur n'importe quelle tension mesurée et quels que soient l'environnement de mesure et le type d'antenne utilisé. L'avantage de ce filtrage est qu'il est automatique et qu'il ne dépend que du contenu du signal lui-même. L'équation (2.8) est appliquée sur la tension filtrée et le nouveau signal AOA obtenu est présenté Figure II-10.

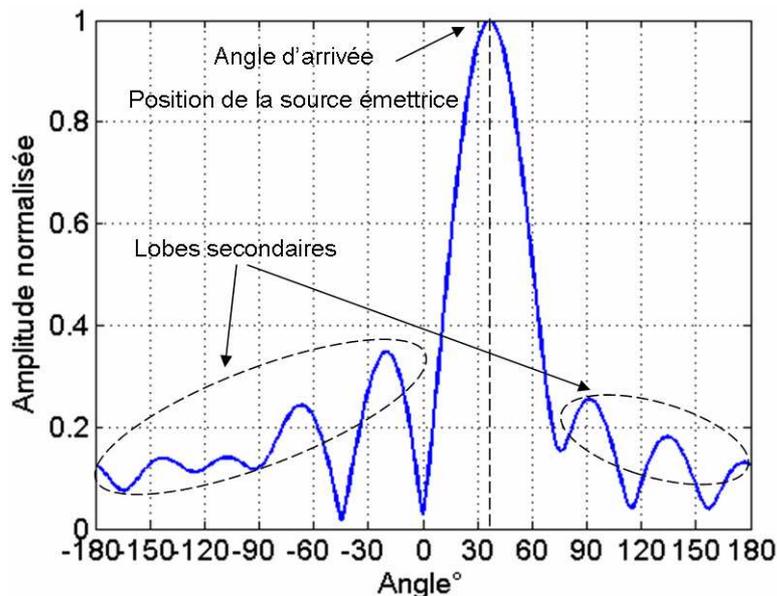


Figure II-10 : Source émettrice localisée à 37°.

Une nette amélioration au niveau de la sélectivité angulaire est observée. Cependant, des pics parasites (lobes secondaires) ne sont pas supprimés. Dans un contexte multitajet, il est difficile de distinguer un pic d'énergie correspondant à une réflexion d'un autre pic parasite.

La suite de ce chapitre est consacrée à la recherche d'une méthode qui permet d'améliorer encore la sélectivité angulaire et d'éliminer les faux pics (lobes secondaires), tout en gardant les pics qui correspondent aux angles d'arrivée. Le point de départ de la méthode recherchée est le signal *AOA* obtenue on appliquant le filtrage adaptatif. La tension filtrée est notée $V_{FA}(\alpha)$ et le signal *AOA* est calculé en remplaçant $V(\alpha)$ par $V_{FA}(\alpha)$ dans l'équation (2.7). La technique de déconvolution en appliquant le filtrage adaptatif est résumée par la formule suivante :

$$\begin{aligned} AOA(\alpha) &= TFDI \left[\frac{TFD[V_{FA}(\alpha)]}{TFD[G(\alpha)]} \right] \\ &= TFDI \left[\frac{V_{FA}(\xi)}{G(\xi)} \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

L'élimination des pics parasites présents dans le signal *AOA* revient à un problème d'extraction de sources existant dans ce signal. Ce point de vue, a orienté nos recherches vers les méthodes de reconstruction d'images en astronomie qui ont pour objectif, de reconstruire la distribution de luminosité radio d'une région du ciel, au moyen d'un interféromètre (réseau de télescopes), afin de détecter des objets de plus en plus lointain à des résolutions très fine [6-7].

L'observation des signaux en astronomie conduit très souvent à un échantillonnage irrégulier dû à de nombreux effets instrumentaux, atmosphériques ou astronomiques. Les images formées par les interféromètres sont obtenues en appliquant une transformée de Fourier inverse sur les données observées. Ces images souvent dégradées, ne peuvent pas fournir toutes les données nécessaires concernant l'objet recherché. Cet objet est un ensemble des points brillants souvent appelés points sources. L'extraction de ces sources constitue l'une des étapes essentielles de l'analyse des images en astronomie optique.

La première application de l'interférométrie à l'observation de l'espace est due à Michelson, qui est parvenu à mesurer le diamètre des quatre principaux satellites de Jupiter en 1890. Les méthodes de traitement associées ont été développées à partir des années 70, permettant d'aller plus loin qu'une mesure de diamètre, et de reconstruire des images d'objets stellaires. L'algorithme CLEAN, proposé par Högbom en 1974 [8] est l'une des méthodes de reconstruction d'images les plus populaires en astronomie.

Les observables en astronomie optique sont structurellement différents de celles obtenues dans le domaine Radio. Les données mesurées par une antenne illuminée par une onde électromagnétique sont des valeurs complexes (module et phase). Dans le domaine optique,

seuls les visibilité carrées (modules) sont exploitables [9]. Par la suite, de nombreuses modifications sont apportées à CLEAN afin de l'adapter à notre contexte. Dans un premier temps, nous présentons la méthode CLEAN dans sa version de base. Ensuite, nous montrons la nouvelle méthode AOACLEAN, développée au cours de cette thèse, dans le but de traiter le signal AOA obtenue après l'application d'un filtrage adaptatif sur la tension mesurée (équation 2.20).

II.2.3. L'algorithme CLEAN de Högbom

La méthode CLEAN, proposée pour la première fois par Högbom en 1974, est l'une des méthodes les plus populaire en astronomie. Elle s'appuie sur l'*a priori* que la scène astronomique à reconstruire est essentiellement un ensemble de points sources discrets. L'image résultant de la distribution des points sources observés par l'interféromètre est appelée Dirty Map (*DM*), à laquelle s'ajoute une carte résiduelle (*RC* : Residual Card), comprenant bruit de mesure et erreur de modèle. Högbom définit deux notions utiles pour expliquer le fonctionnement de CLEAN :

Le «Dirty Beam» (*DB*) : il est défini comme étant la transformée de Fourier inverse d'une fonction valant 1 pour les fréquences mesurées et 0 ailleurs. Le *DB* est généralement constitué d'un lobe principal (fenêtre gaussienne) et de plusieurs lobes secondaires d'intensités inférieures.

Le «Clean Beam» (*CB*) : la définition fournie par Högbom n'est pas très précise. *CB* est décrit comme une réponse impulsionnelle idéale. En général, *CB* est représenté par une fenêtre gaussienne très étroite (un seul lobe principal et pas de lobes secondaires).

CLEAN permet de 'nettoyer' la carte ou l'image *DM* et obtenir ainsi une carte finale non bruitée *FM* (Final Map). L'algorithme CLEAN est structuré de la manière suivante :

La première étape est dédiée pour l'initialisation de la carte finale *FM* et d'affecter la carte bruitée *DM* à la carte résiduelle *RC*. À la fin de l'exécution de l'algorithme *RC* va contenir le bruit et *FM* les valeurs débruitées.

$$\begin{cases} FM = 0 \\ RC = DM \end{cases} \quad (2.21)$$

Nous cherchons ensuite à localiser dans la carte *RC*, le point qui possède l'amplitude ou l'intensité maximum.

$$I_{\max} = \max_{l,m} RC(l,m) \quad (2.22)$$

Les coordonnées de ce point source sont ensuite déterminées :

$$[l_{\max}, m_{\max}] = \arg(\max RC[l, m]) \quad (2.23)$$

Dans la méthode d'origine proposée par Högbom, il n'est pas fait mention d'un modèle explicite du bruit. L'estimation du bruit sur des données d'interférométrie est un problème difficile. Dans la plus part des cas, le bruit sur les différentes mesures est supposé gaussien à moyenne nulle. Après l'étape de l'initialisation et la localisation de point qui a l'amplitude maximum, nous arrivons au cœur de l'algorithme CLEAN. C'est une boucle qui se répète tant que l'intensité maximum I_{\max} est supérieure au niveau du bruit.

La première étape de la boucle : supposer que le maximum de la carte résiduelle correspond à un point source. Soustraire à la carte résiduelle une fraction γ de l'image de ce point source, c'est-à-dire d'un Dirac convolué par le Dirty Beam.

$$RC \leftarrow RC - \frac{\gamma I_{\max}}{\max_{l,m} DB[l, m]} DB * \delta(l_{\max}, m_{\max}) \quad (2.24)$$

γ est appelé le gain de la boucle (loop gain). Ce paramètre règle la vitesse de l'algorithme. Plus γ est grande, plus l'extraction des sources est rapide. Cependant γ ne doit pas dépasser certaines valeurs afin d'éviter une divergence potentielle de l'algorithme. De nombreuses études concernant ce paramètre, ont été menées par Högbom afin de déterminer la valeur optimale de γ . Dans la théorie, $0 < \gamma < 2$. Mais dans la pratique, $\gamma \in [0.1-0.2]$. En effet γ dépend des niveaux de lobes secondaires dans l'image bruitée, du type de l'interféromètre et du bruit thermique. La normalisation par le maximum de DB permet à γ seul, de déterminer la fraction de l'image du point source qu'on cherche à extraire.

La deuxième étape de la boucle : ajouter à la reconstruction la même fraction γ de l'image « idéale » de ce point source, c'est-à-dire d'un Dirac convolué par le Clean Beam.

$$FM \leftarrow FM + \frac{\gamma I_{\max}}{\max_{l,m} CB[l, m]} CB * \delta(l_{\max}, m_{\max}) \quad (2.25)$$

La troisième étape de la boucle : calculer l'intensité du nouveau maximum dans RC

$$I_{\max} = \max_{l,m} RC(l, m) \quad (2.26)$$

La dernière étape de la boucle : déterminer les coordonnées du nouveau maximum trouvé dans RC .

$$[l_{\max}, m_{\max}] = \arg(\max RC[l, m]) \quad (2.27)$$

Cet algorithme de référence a donné lieu à de nombreuses implantations [10-11]. Parallèlement à CLEAN, où l'objet est principalement composé de points sources, nous citons

la méthode du maximum d'entropie (MEM) qui suppose un modèle de sources lisses et positives [12]. Cette méthode, consiste à reconstruire l'image la plus douce possible, c'est-à-dire d'entropie maximale, qui est cohérente avec les données. L'étude de cette technique n'a pas été menée au cours de ce travail. Cependant, elle reste un choix envisageable pour des futures recherches. Dans la suite de ce chapitre, les variables à valeurs complexes sont affectées du symbole $\overline{\overline{\cdot}}$.

II.2.4. La conception de la méthode AOACLEAN

L'adaptation de CLEAN à notre contexte consiste à effectuer une recherche itérative des pics ayant le plus d'énergie dans le signal $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ (équation 2.20). On soustrait de $\overline{\overline{V_{FA}(\alpha)}}$ l'effet de ces pics au fur et à mesure de leur détection et le nouveau signal $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ est calculé en appliquant l'équation 2.20 sur la nouvelle tension obtenue de la soustraction. Le processus est arrêté lorsqu'on estime qu'il reste que du bruit dans les données résiduelles. La condition d'arrêt sera détaillée un peu plus tard dans ce paragraphe.

Les termes et les variables de CLEAN sont traduits dans notre contexte. CB garde la même définition. DB est remplacé par le gain de l'antenne $\overline{\overline{G(\alpha)}}$. La carte DM est remplacée par $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$. La carte FM est remplacée par $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ (Final AOA). $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ est la variable qui remplace RC . AOA_{\max} remplace I_{\max} et α_{\max} remplace (l_{\max}, m_{\max}) . Nous précisons qu'on ne traite pas une image mais un vecteur signal 1D où α est la variable représentant l'axe des abscisses (angles). D'autres variables seront définies au fur et à mesure de leurs apparitions.

L'algorithme proposé a fait l'objet d'un article [13], il est conçu de la manière suivante :

INITIALISATION

- Le vecteur $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ est initialisé à zéro. Il contiendra le signal AOA débruité à la fin de l'exécution de l'algorithme :

$$\overline{\overline{FAOA(\alpha)}} = 0 \quad (2.28)$$

- Le vecteur $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ trouvé dans l'équation 2.20 est stocké dans $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$:

$$\overline{\overline{RAOA(\alpha)}} = \overline{\overline{AOA(\alpha)}} \quad (2.29)$$

Nous traitons le vecteur $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ en conservant le vecteur $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$; à la fin de l'exécution de l'algorithme, nous obtenons le vecteur final $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ qui contient uniquement les angles d'arrivée. Une comparaison entre les deux vecteurs $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ et $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ peut montrer l'avantage et l'efficacité de l'algorithme développé.

- Le vecteur tension obtenu après le filtrage adaptatif $\overline{\overline{V_{FA}(\alpha)}}$ est stocké dans $\overline{\overline{V_{mes}}}$:

$$\overline{\overline{V_{mes}(\alpha)}} = \overline{\overline{V_{FA}(\alpha)}} \quad (2.30)$$

- Nous traitons le vecteur $\overline{\overline{V_{mes}(\alpha)}}$ en conservant le vecteur $\overline{\overline{V_{FA}(\alpha)}}$. Un vecteur $\overline{\overline{V_r}}$ est déclaré pour représenter la tension reconstituée au fur et à mesure de l'exécution de l'algorithme. Ce vecteur sera comparé à $\overline{\overline{V_{FA}}}$ à la fin de l'exécution. Si le module de $\overline{\overline{V_r}}$ converge vers $\overline{\overline{V_{FA}}}$, cela veut dire qu'on est en train d'extraire les angles d'arrivée qui correspondent aux sources d'énergie tout en éliminant les pics parasites.

$$\overline{\overline{V_r}} = 0 \quad (2.31)$$

Les étapes de l'initialisation sont illustrées Figure II-11.

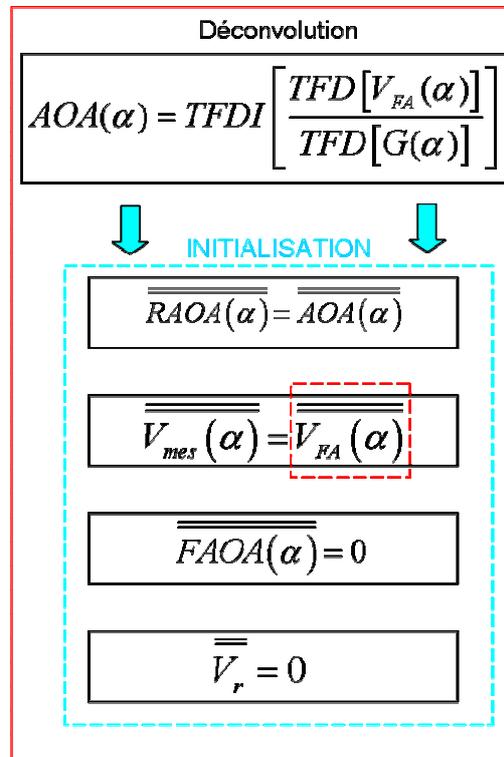


Figure II-11 : Schéma bloc de l'initialisation.

Après l'étape de l'initialisation nous arrivons à la boucle qui constitue le cœur de l'algorithme.

BOUCLE

Répéter

- Trouver le maximum (module et phase) dans le vecteur $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$:

$$\begin{aligned} AOA_{\max} &= \max \left\| \overline{\overline{RAOA(\alpha)}} \right\| \\ \alpha_{\max} &= \angle \overline{\overline{RAOA(\alpha)}} \Big|_{AOA_{\max}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

L'information de la phase est très importante pour la localisation des sources d'énergie. Dans le cas où nous traitons que le module des maximums trouvés, nous risquons de perdre certains angles d'arrivée.

- Ecrire les données sous forme d'un nombre complexe

$$\overline{\overline{AOA_{\max}}} = AOA_{\max} \times \exp(j \times \alpha_{\max}) \quad (2.33)$$

- Trouver l'indice de position angulaire de $\overline{\overline{AOA_{\max}}}$ dans le vecteur $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$:

$$i_{\alpha} = \alpha \Big|_{\overline{\overline{AOA_{\max}}}} \quad (2.34)$$

- La tension $\overline{\overline{V_{\max}}}$ correspondant à $\overline{\overline{AOA_{\max}}}$ est calculée de la manière suivante :

$$\overline{\overline{V_{\max}}} = \gamma \times \overline{\overline{AOA_{\max}}} \times \overline{\overline{G(\alpha)}} * \delta(i_{\alpha}) \quad (2.35)$$

Où * est l'opérateur de la convolution. Le facteur γ est compris entre 0.1 et 0.2. La convolution de $\overline{\overline{G(\alpha)}}$ avec un Dirac calé à i_{α} signifie qu'on pointe le diagramme de l'antenne vers $\overline{\overline{AOA_{\max}}}$.

- La partie extraite de $\overline{\overline{AOA_{\max}}}$ est stockée dans $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ à la position angulaire i_{α} :

$$\overline{\overline{FAOA(i_{\alpha})}} = \overline{\overline{FAOA(i_{\alpha})}} + \gamma \times \overline{\overline{AOA_{\max}}} \quad (2.36)$$

Nous partons du même principe proposé par Högbom ; le maximum de $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ correspond à une source rayonnante (antenne, réflexion, etc.).

- L'effet de cette source est extrait par des petites fractions au fur et à mesure de l'exécution. $\overline{\overline{V_{\max}}}$ représente l'effet d'une petite fraction de cette source.

$$\overline{\overline{V_d}} = \overline{\overline{V_{mes}(\alpha)}} - \overline{\overline{V_{\max}}} \quad (2.37)$$

- $\overline{\overline{V_{\max}}}$ est déduite de $\overline{\overline{V_{mes}(\alpha)}}$ et ajoutée à $\overline{\overline{V_r}}$:

$$\overline{\overline{V_r}} = \overline{\overline{V_r}} + \overline{\overline{V_{\max}}} \quad (2.38)$$

$\overline{\overline{V_r}}$ représente la somme des tensions qui correspondent aux maximums trouvés dans $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$. En calculant $\overline{\overline{V_r}}$, nous cherchons à reconstituer la tension $\overline{\overline{V_{FA}(\alpha)}}$.

- L'équation 2.20 est appliquée de nouveau avec la nouvelle tension obtenue de la soustraction :

$$\overline{\overline{V_{mes}(\alpha)}} = \overline{\overline{V_d}} \quad (2.39)$$

$$\overline{\overline{RAOA(\alpha)}} = TFDI \left(\frac{TFD(\overline{\overline{V_{mes}(\alpha)})}}{TFD(\overline{\overline{G(\alpha)}})} \right) \quad (2.40)$$

En calculant $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ avec la tension $\overline{\overline{V_d}}$, cela veut dire qu'on est en train d'extraire l'image qui correspond au maximum de $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ trouvé précédemment.

Les équations 2.35, 2.37 et 2.40 sont l'équivalent de l'équation 2.24 (version de base de CLEAN).

$$\text{Tant que } \left\| \overline{\overline{V_r}} \right\| \leq \left\| \overline{\overline{V_{FA}}} \right\|$$

Le critère d'arrêt d'un algorithme de déconvolution est généralement délicat. En effet, le processus peut être stoppé quand les points restants dans $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ n'ont plus un niveau suffisant. Cependant, une théorie sur la valeur de ce niveau n'existe pas. Dans notre cas, le critère utilisé pour arrêter la boucle est basé sur la valeur de la tension reconstituée $\overline{\overline{V_r}}$. En effet, la tension $\overline{\overline{V_{FA}}}$ contient la tension mesurée par l'antenne en rotation après l'application d'un filtrage adaptatif. La tension reconstituée $\overline{\overline{V_r}}$ représente l'effet des points sources (angles d'arrivée) extraits par la boucle. Quand $\overline{\overline{V_r}}$ converge vers $\overline{\overline{V_{FA}}}$, cela veut dire que l'on a trouvé tous les angles d'arrivée qui contribuent à la formation de $\overline{\overline{V_{FA}}}$.

FIN DE LA BOUCLE

ÉTAPE FINALE

- Le vecteur $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ obtenu est convolué avec CB . CB est une fenêtre gaussienne δ_G très étroite centrée à zéro avec un seul lobe principal.

$$\overline{\overline{FAOA(\alpha)}} = \overline{\overline{FAOA(\alpha)}} * \delta_G \quad (2.41)$$

L'ouverture de la gaussienne choisie ne doit pas dépasser la moitié de l'ouverture angulaire à -3dB de l'antenne.

Les équations 2.36 et 2.41 sont l'équivalent de l'équation 2.25 (version de base de CLEAN). Le vecteur $\overline{\overline{FAOA}}(\alpha)$ qui résulte de la convolution représente les différents angles d'arrivée. Cette étape de convolution est très importante, elle permet la restauration des angles d'arrivée. En effet, la convolution avec δ_G permet de corriger certaines erreurs d'amplitudes dans le cas où plusieurs sources sont à détecter. La boucle de l'algorithme et la sortie de la boucle sont illustrées Figure II-12.

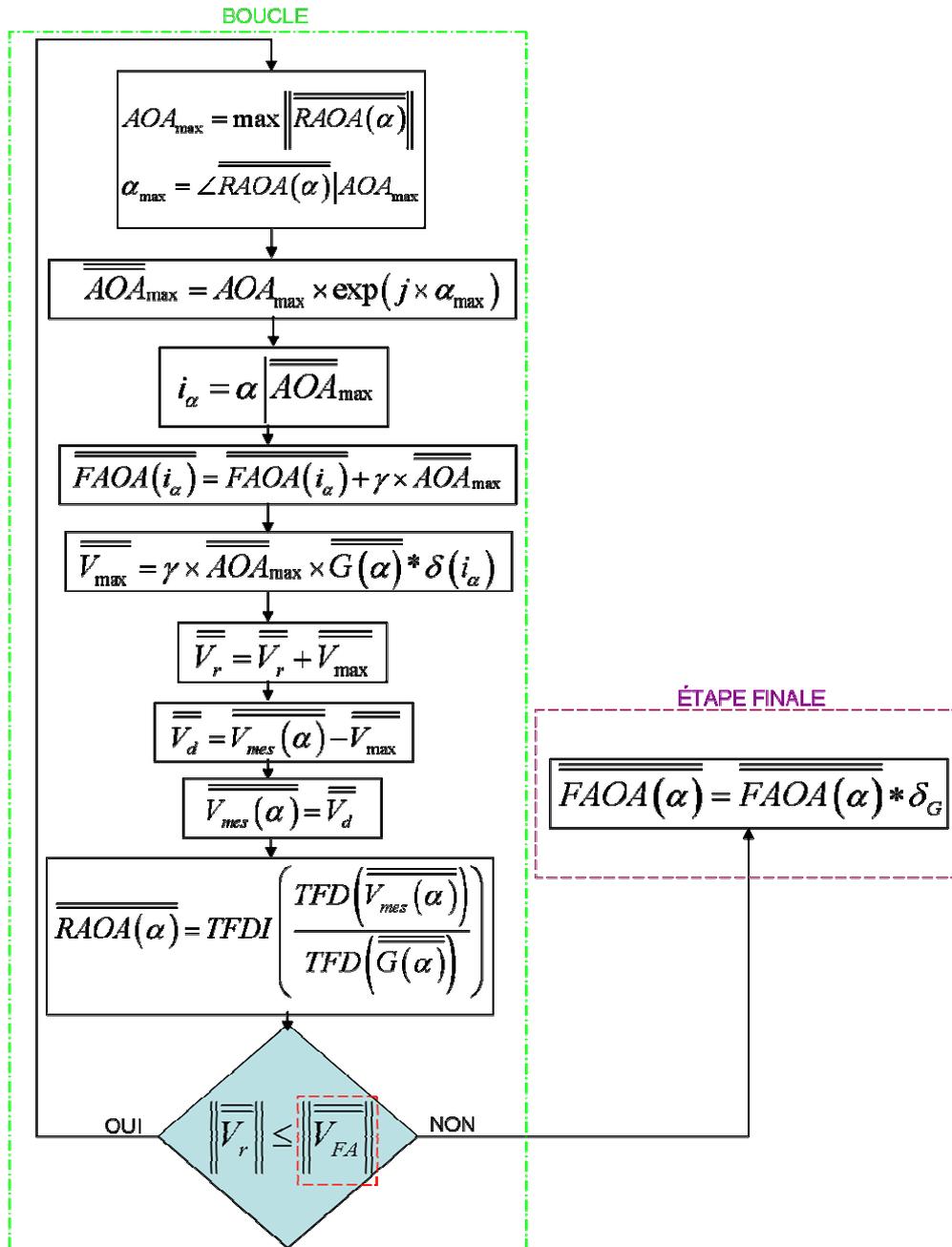


Figure II-12 : Organigramme illustrant le fonctionnement de AOACLEAN.

II.2.5. Validation de la méthode AOACLEAN

Nous allons traiter le cas présenté Figure II-3. AOACLEAN est appliqué sur le signal $\overline{AOA}(\alpha)$ obtenu par l'équation 2.20 ; ce signal est présenté Figure II-10. Dans un premier temps nous présentons, les modules des vecteurs $\overline{FAOA}(\alpha)$ et $\overline{RAOA}(\alpha)$ obtenus par AOACLEAN en les comparant au signal $\overline{AOA}(\alpha)$ obtenu par filtrage adaptatif.

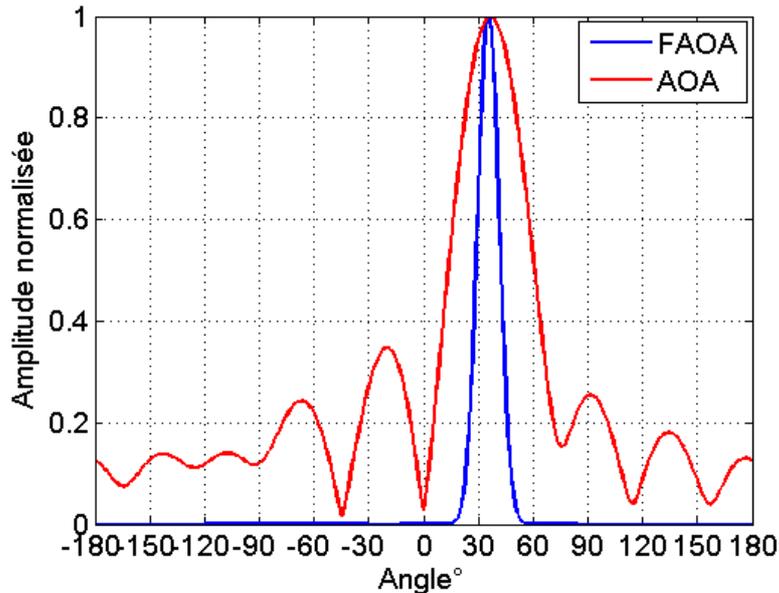


Figure II-13 : Le signal FAOA obtenu après l'application de CLEAN

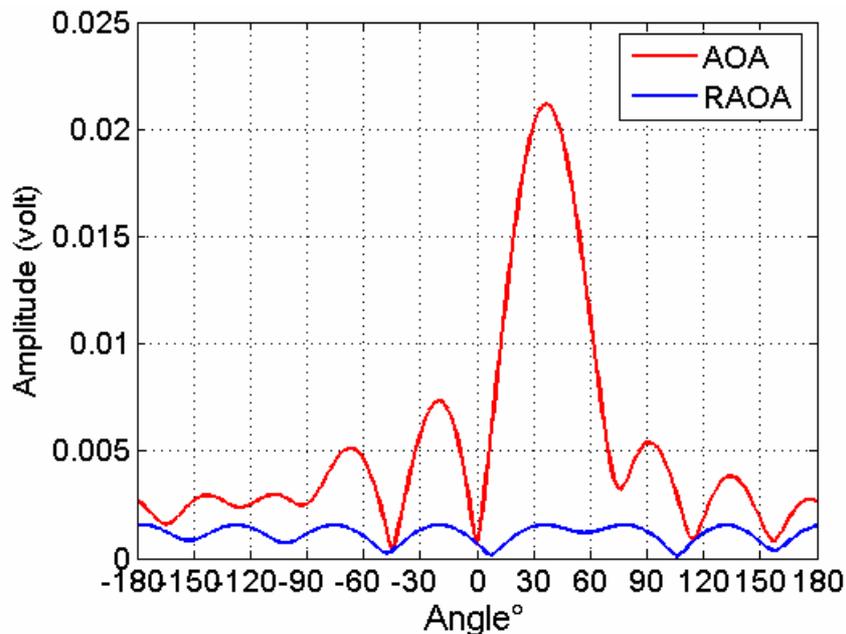


Figure II-14 : Le signal RAOA à la fin de l'exécution de CLEAN

Une haute précision angulaire au niveau de l'angle d'arrivée est observée Figure II-13. L'application de AOACLEAN a permis aussi d'éliminer les lobes secondaires qui ne correspondent pas à des sources rayonnantes. À la fin de l'exécution de l'algorithme, le signal $\overline{RAOA}(\alpha)$ Figure II-14 contient le bruit et les erreurs qui sont dues au filtrage adaptatif. Il a fallu 361 passages dans la boucle de l'algorithme pour que la tension reconstituée \overline{V}_r converge vers la tension filtrée \overline{V}_{FA} . Le nombre de passage dans la boucle dépend de la valeur de γ . Plusieurs valeurs de γ ($0 < \gamma < 1$) ont été testées afin de voir l'influence de ce paramètre sur le comportement de l'algorithme. Les différentes simulations ont donné les mêmes résultats. La seule différence constatée est le temps de calcul. Or, ce temps n'est pas considéré comme une véritable contrainte dans notre cas. Si γ est grande, la vitesse de convergence augmente. En général, le temps nécessaire pour effectuer le calcul sous MATLAB ne dépasse pas quelques minutes en comptant le temps mis pour exécuter l'étape d'initialisation et l'étape finale de l'algorithme. Dans le cas présenté, γ vaut 0.2.

La Figure II-15 représente le module de la tension mesurée par l'antenne avant le filtrage, le module de la tension mesurée en appliquant le filtrage adaptatif (\overline{V}_{FA}) et le module de la tension reconstituée (\overline{V}_r) à la fin de l'exécution de l'algorithme.

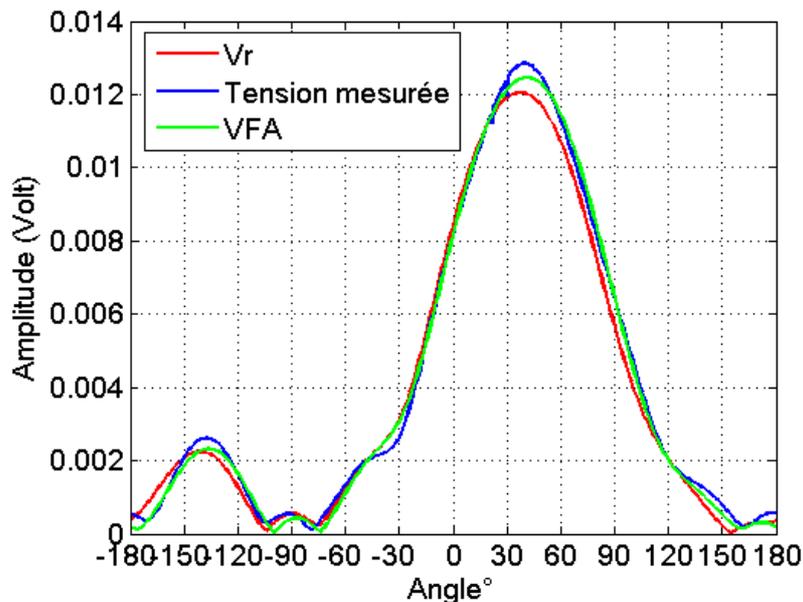


Figure II-15 : Convergence de V_r , impliquant la sortie de la boucle.

Dans un premier temps, nous pouvons remarquer une légère modification entre la tension filtrée et la tension mesurée. En effet, la mesure est effectuée en chambre anéchoïque ce qui explique la similitude entre les deux tensions. La convergence de l'algorithme est décrite par un maximum de ressemblance entre la tension reconstituée par l'algorithme et la tension filtrée. Afin de bien comprendre le déroulement de l'algorithme et expliquer les résultats présentés Figure II-13, Figure II-14 et Figure II-15, il est nécessaire de voir l'évolution de $\overline{\overline{V_r}}$ et de $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ en fonction de leur passage dans la boucle de l'algorithme. Les courbes présentées Figure II-16, Figure II-17 et Figure II-18 décrivent l'évolution du vecteur $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ au fur et à mesure de l'exécution de l'algorithme.

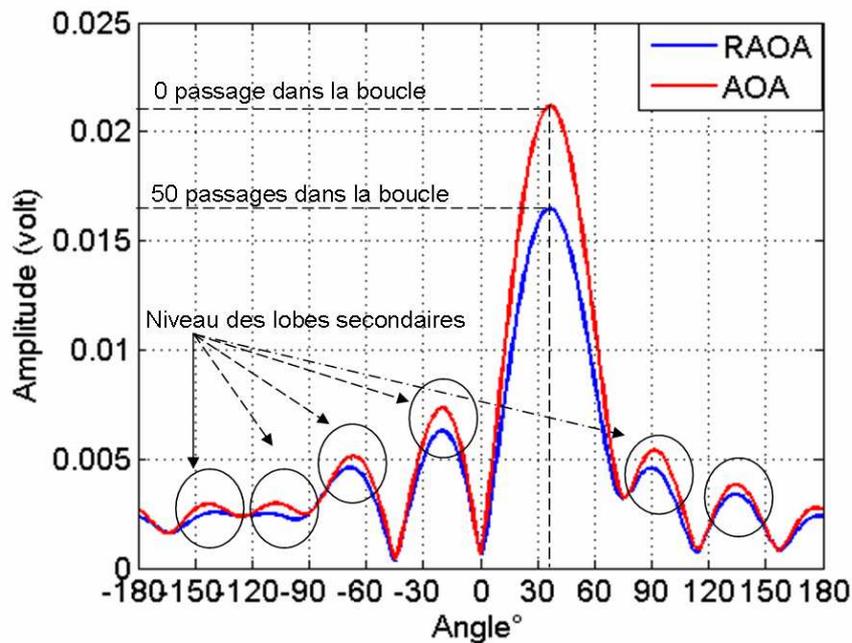


Figure II-16 : Le signal RAOA après 50 passages dans la boucle.

Au départ les vecteurs $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ et $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ sont équivalents. Nous remarquons que le passage dans la boucle réduit le niveau des lobes secondaires Figure II-16. L'extraction du maximum de $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ par fraction de γ engendre une réduction des niveaux des lobes secondaires. Après 150 passages dans la boucle, le niveau des lobes secondaires continue à baisser et le maximum de $\overline{\overline{RAOA(\alpha)}}$ est toujours à 37° Figure II-17.

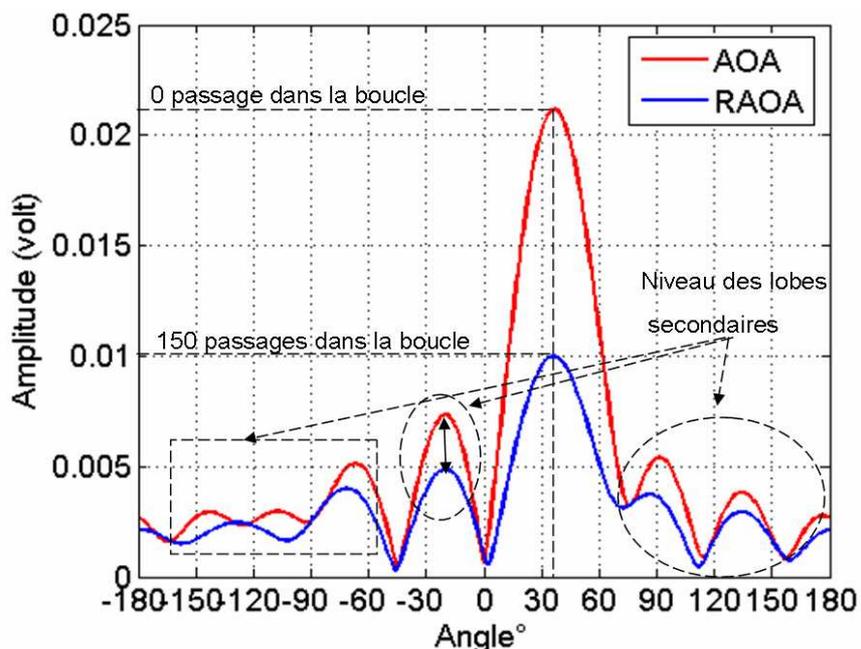


Figure II-17 : Le signal RAOA après 150 passages dans la boucle.

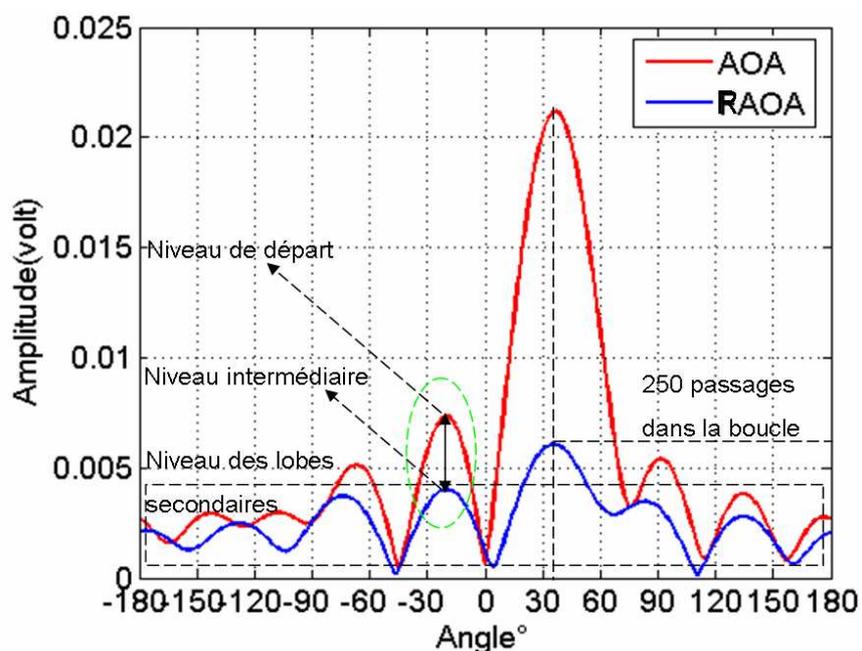


Figure II-18 : Le signal RAOA après 250 passages dans la boucle.

La comparaison du maximum de $\overline{RAOA(\alpha)}$ Figure II-18 avec le niveau du lobe secondaire à -20° dans le signal d'origine $\overline{AOA(\alpha)}$, montre que l'écart d'amplitude entre le niveau de départ de ce lobe et son niveau intermédiaire a permis d'éviter la détection d'un

faux maximum. À ce stade, l'algorithme n'est pas très loin de la convergence, le maximum de $\overline{\overline{RAOA}}(\alpha)$ est de plus en plus faible.

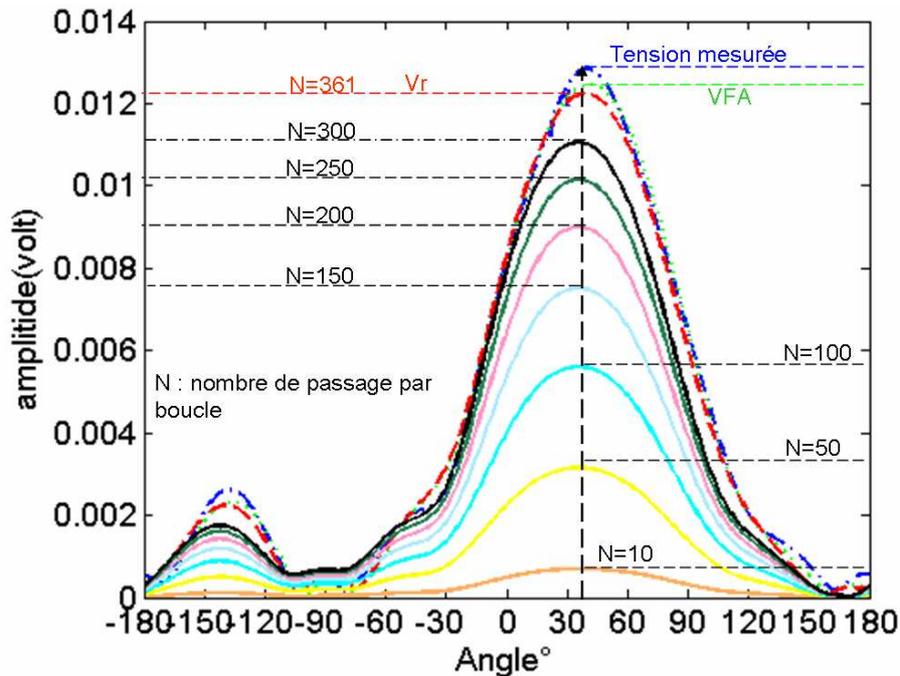


Figure II-19 : Calcul de l'effet (tension) des différentes fractions extraites du signal $\overline{\overline{RAOA}}$.

La Figure II-19 montre l'évolution de la tension reconstituée au fur et à mesure de l'exécution de l'algorithme. Cette tension converge vers la tension filtrée après 361 passages dans la boucle, on rappelle que ce nombre dépend de γ . Les angles d'arrivée trouvés après la convergence indique la direction de l'énergie qui est à l'origine de la tension $\overline{\overline{V_{FA}}}$. Dans notre cas, un seul angle d'arrivée à 37° indiquant la position de l'antenne patch émettrice, contribue à la formation de la tension $\overline{\overline{V_{FA}}}$ (Figure II-13, Figure II-3). Nous précisons que la tension mesurée par l'antenne (courbe bleue, Figure II-15) donne une première idée sur la direction principale de l'énergie. Le maximum de cette tension est à 37° . Nous allons voir dans la suite de ce chapitre, que la position angulaire du maximum de la tension mesurée ne correspond pas toujours à la vraie direction de l'énergie.

Dans le cas présenté Figure II-3, le pouvoir de distinguer les pics parasites d'une vraie source a été testé, cependant ce cas ne permet pas de voir le comportement de l'algorithme en présence de plusieurs sources d'énergie. Plusieurs cas de mesures ont été réalisés en chambre anéchoïque et les résultats seront présentés plus tard dans ce chapitre.

II.2.6. Étude paramétrique.

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulations numériques effectuées sous MATLAB dans le but d'avoir un aperçu du comportement de AOACLEAN en fonction de l'ouverture de l'antenne de réception à -3dB et du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio). Le bruit utilisé est gaussien complexe. Le principe de l'étude effectuée est illustré Figure II-20.

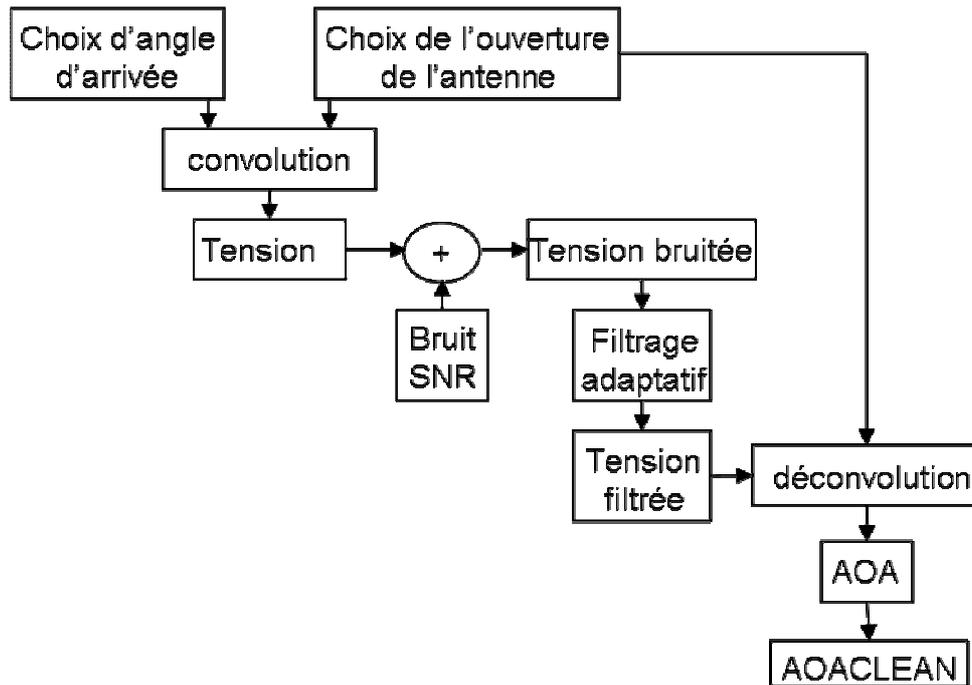


Figure II-20 : Principe des simulations effectuées.

Dans un premier temps, nous avons cherché à localiser un angle d'arrivée bien connu au départ. L'arrivée de cet angle est imposée à 0° . L'angle d'arrivée est simulé sous forme d'un nombre complexe où nous imposons aussi le module et la phase. Le diagramme de l'antenne de réception est simulé sous forme d'une gaussienne où θ désigne l'ouverture de cette gaussienne à -3 dB. Les simulations sont effectuées pour θ 70°, 50° et 30°. La tension reçue par l'antenne est obtenue par une convolution circulaire entre l'angle d'arrivée choisie et le diagramme de l'antenne. Ensuite, le bruit est affecté à cette tension. Le signal AOA est obtenu par une déconvolution entre le diagramme de l'antenne et la tension bruitée. Ce signal est traité par AOACLEAN afin d'éliminer les lobes secondaires et augmenter la sélectivité angulaire. Une comparaison est effectuée entre l'angle d'arrivée de départ et l'angle d'arrivée obtenu par AOACLEAN afin d'évaluer l'erreur angulaire et l'erreur quadratique concernant l'amplitude du pic retrouvé. Les simulations sont effectuées pour des valeurs de SNR

comprises entre 5 et 35 dB et par pas de 1 dB. Les résultats présentés Figure II-21.a) montrent que l'erreur sur l'angle d'arrivée localisé par AOACLEAN peut atteindre 10° pour une ouverture de 70° à -3dB et un SNR de 5 dB. Nous précisons que cette erreur est la plus pessimiste obtenue. En effet, il est possible d'avoir une erreur plus petite de 10° pour le même SNR et la même ouverture du diagramme. Le problème réside dans le bruit complexe utilisé lors des simulations et qui peut affecter la tension de différentes manières pour la même valeur du SNR.

L'erreur angulaire décroît en diminuant l'ouverture angulaire de l'antenne de réception. Pour un SNR de 5 dB, l'erreur sur l'angle d'arrivée est de l'ordre de 6° pour une ouverture de 50° et de 1° pour une ouverture de 30° . Pour les SNR qui sont supérieurs à 8 dB, l'erreur angulaire est de l'ordre de 1° quelle que soit l'ouverture du diagramme de l'antenne de réception à -3dB.

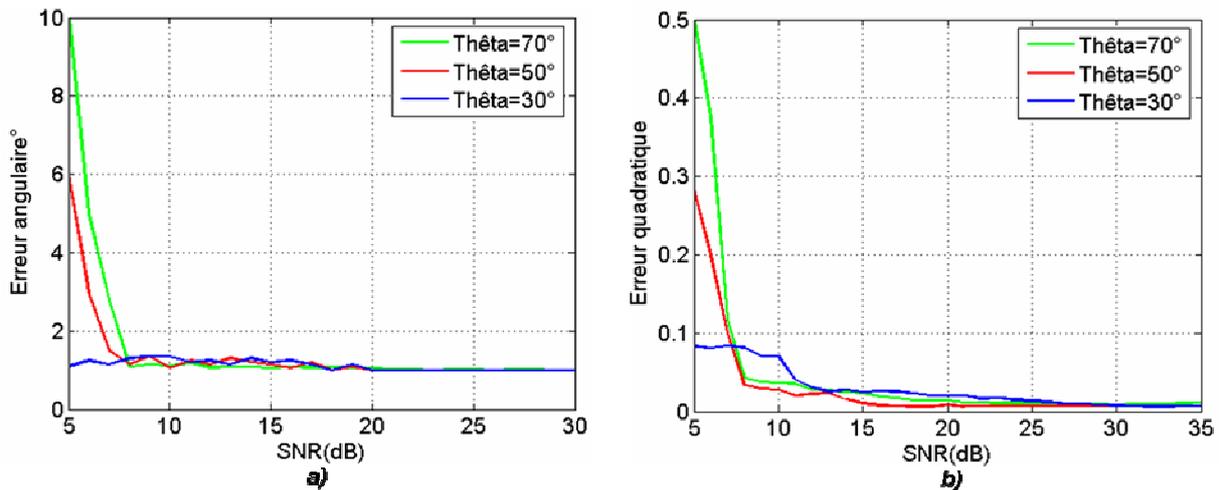


Figure II-21 : Erreur de position et erreur quadratique en fonction de l'ouverture de l'antenne et du SNR.

Concernant l'amplitude du pic détecté, l'erreur peut atteindre 50% pour les SNR inférieurs à 7dB et pour une ouverture de 70° . Cette erreur ne dépasse pas 10% pour les forts SNR et quelle que soit l'ouverture de l'antenne. Cette étude est complétée par des simulations numériques qui ont pour but d'évaluer le pouvoir de la méthode à séparer deux angles d'arrivée très proches.

Les courbes présentées Figure II-22 montrent la capacité de la méthode à discriminer deux sources pour des SNR de 5, 10, 15, 20, 25 et 30 dB. Pour une ouverture de 70° , la méthode offre la possibilité de distinguer deux sources séparées de 23° pour un SNR de 5 dB. Pour la même ouverture, le pouvoir séparateur atteint les 10° dans la plage des forts SNR.

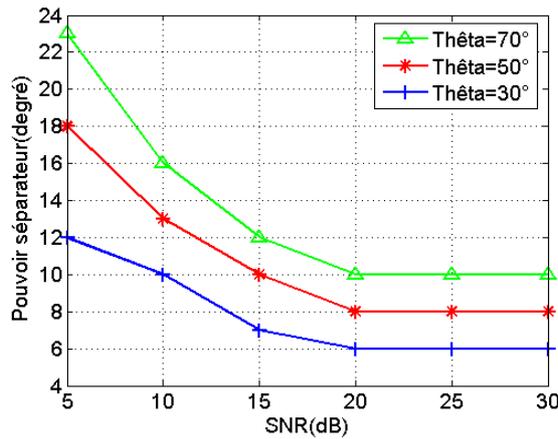


Figure II-22 : Pouvoir de séparation de AOACLEAN.

Cette étude offre une évaluation globale de la méthode développée. L'application de la méthode sur des données mesurées (tension, diagramme de l'antenne) est nécessaire pour donner d'une manière plus précise les capacités et les limites de la méthode. Dans la partie suivante, nous détaillons le fonctionnement de la méthode en présence de plusieurs sources. Cependant, nous ne sommes pas allés jusqu'aux mesures qui permettent d'évaluer le pouvoir séparateur de la méthode. Nous verrons aussi d'autres résultats où une seule source émettrice participe à la création du canal de propagation.

II.3. Extraction des sources

L'ensemble des mesures est effectué en chambre anéchoïque à 3.5 GHz en mode CW (continuous wave). L'antenne de réception est l'antenne patch décrit en II.2.2. Cette antenne va sonder l'espace angulaire dans le plan horizontal par pas de 1°. Trois antennes émettrices vont servir pour la création d'un canal de propagation. Ces antennes vont émettre simultanément ou indépendamment.

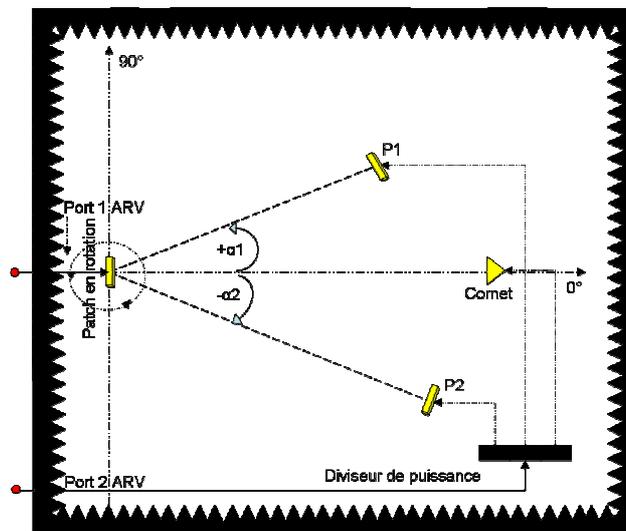


Figure II-23 : Mesures en chambre anéchoïque.

Dans un premier temps, nous montrons d'autres cas de mesures où une seule source émettrice est connectée à l'ARV. Dans un deuxième temps, le cas où deux sources émettrices participent à la création du canal est présenté. Enfin, nous traitons le cas où les trois sources émettent simultanément.

II.3.1. Cas d'une seule source émettrice

Le cas de l'antenne patch P1 a été traité dans II.3.3 et les résultats sont présentés Figure II-13, Figure II-14 et Figure II-15. Nous présentons les résultats obtenus pour les mesures effectuées avec l'antenne cornet et l'antenne patch P2.

II.3.1.1. Antenne cornet

Dans ce cas, l'antenne cornet est connectée à l'ARV, les autres antennes ne sont pas alimentées. Dans la Figure II-24, les modules des différentes tensions mesurée, filtrée et reconstituée sont présentés. Le maximum de ces tensions est centré à zéro. C'est le premier indice qui indique une direction privilégiée de puissance. Le module de la tension filtrée $\overline{\overline{V_{FA}}}$ est retrouvé par reconstruction. La convergence de la tension $\overline{\overline{V_r}}$ implique la sortie de la boucle de l'algorithme.

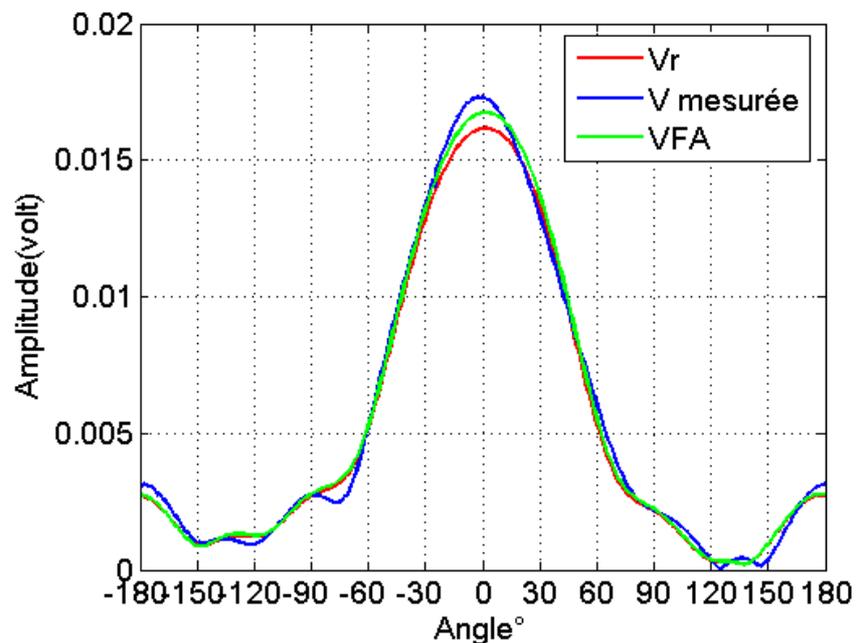


Figure II-24 : Convergence de la tension Vr dans le cas d'une antenne cornet émettrice.

Le module du signal $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ présenté Figure II-25, montre une haute sélectivité angulaire. Une précision angulaire et une disparition des lobes secondaires sont observées (courbe rouge) par rapport au signal trouvé après la déconvolution et le filtrage adaptatif

(courbe bleu). L'angle d'arrivée à 0° correspond à la position de l'antenne cornet dans la chambre anéchoïque.

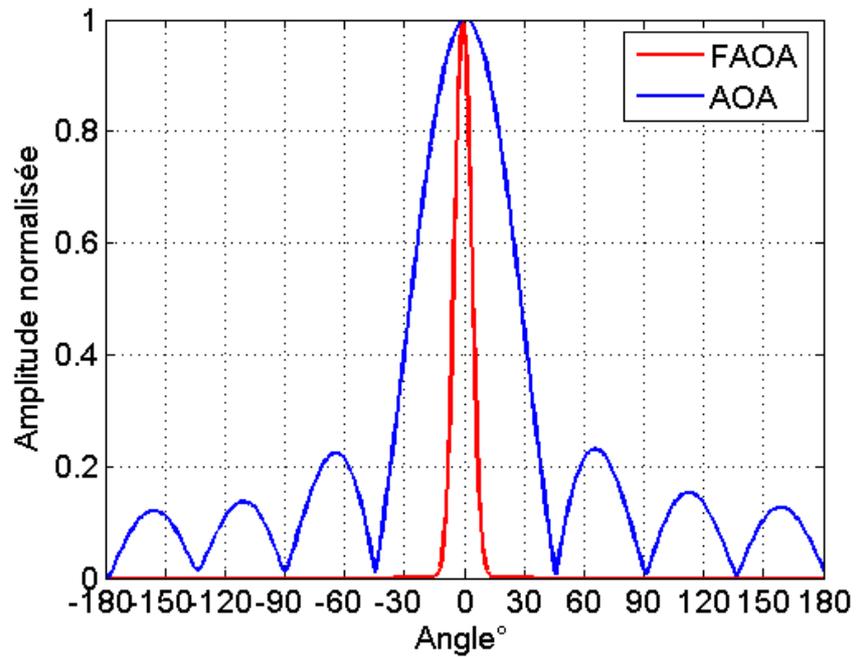


Figure II-25 : Le signal FAOA présentant un angle d'arrivée à 0° .

II.3.1.2. Antenne patch P2

Dans ce cas, l'antenne patch P2 est connectée à l'ARV, les autres antennes ne sont pas alimentées. L'ensemble des résultats sont présentés Figure II-26 et Figure II-27

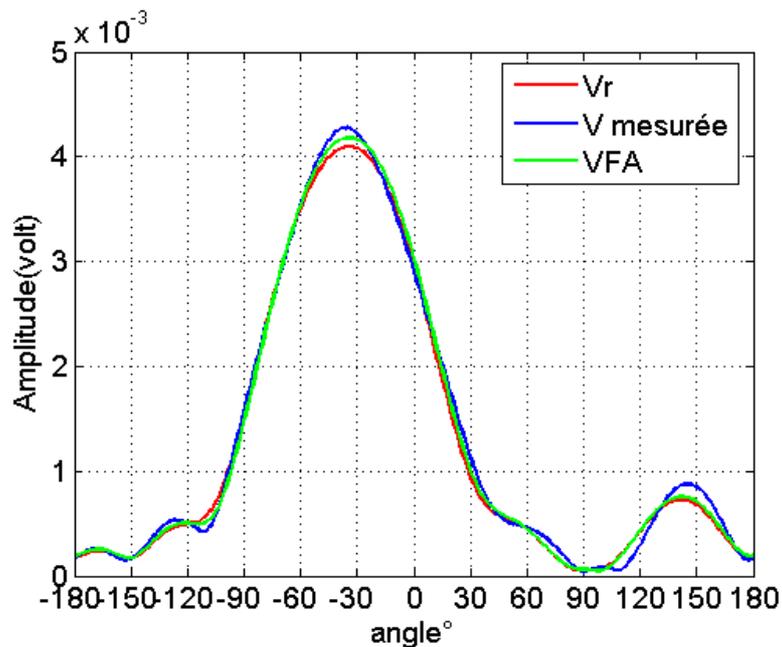


Figure II-26 : Modules des différentes tensions traitées.

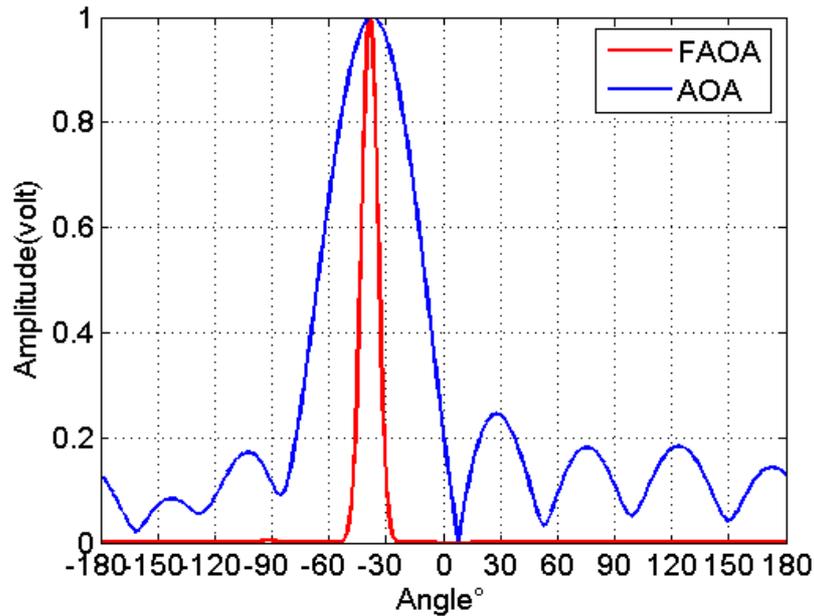


Figure II-27 : Le signal FAOA présentant un angle d'arrivée à -37° .

L'antenne patch P2 est placée autour de -37° dans la chambre anéchoïque. Les niveaux des tensions Figure II-26 sont inférieurs aux niveaux des tensions affichées Figure II-15 (cas de l'antenne P1). En effet, les deux antennes patches P2 et P1 ont les mêmes caractéristiques. Cependant, l'antenne P1 est plus proche de l'antenne de réception ainsi la tension mesurée est plus importante. Le module du signal $\overline{FAOA(\alpha)}$ montre un angle d'arrivée à -37° Figure II-27.

II.3.2. Cas de deux sources émettrices

Pour cette configuration, nous avons changé la position de l'antenne patch P2 afin de vérifier la précision angulaire de l'algorithme au niveau de la localisation.

P2 est placée à -45° tout en gardant la même position pour les autres antennes. Nous précisons que P1 est toujours plus proche de l'antenne de réception que l'antenne P2.

II.3.2.1. L'antenne cornet et l'antenne patch P1

Ce cas de mesure est très important pour montrer les points forts de la méthode. En analysant la tension reçue par cette antenne Figure II-28, nous pouvons observer deux directions privilégiées de l'énergie autour de -20° et 70° . Cependant, ces directions ne correspondent pas à la position des antennes émettrices dans la chambre anéchoïque. Nous devons localiser deux angles d'arrivée autour de 0° et 37° . En appliquant la technique de déconvolution (eq.2.20), nous retrouvons les positions des antennes sources malgré une

sélectivité angulaire faible (courbe bleue, Figure II-29). L'application de AOACLEAN va ensuite améliorer la sélectivité tout en supprimant les lobes secondaires (courbe rouge, Figure II-29). Cet exemple permet de souligner, l'intérêt de déconvoluer la tension mesurée avec le diagramme de l'antenne afin d'éviter l'estimation des faux angles d'arrivées.

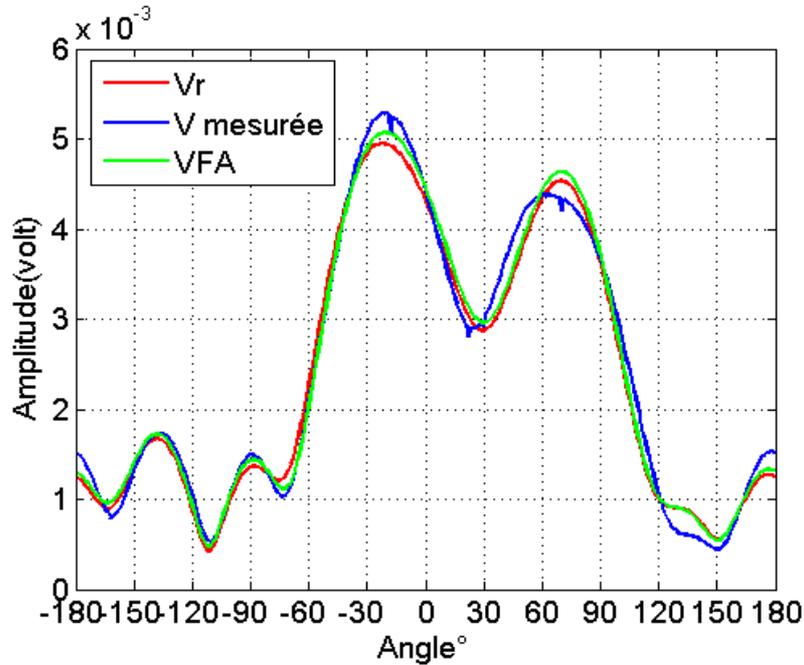


Figure II-28 : Convergence de la tension reconstituée Vr impliquant la sortie de la boucle.

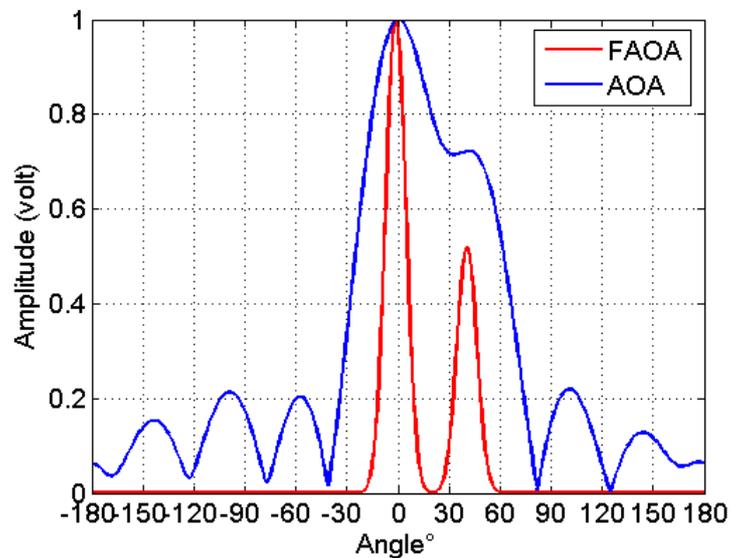


Figure II-29 : Localisation de deux angles d'arrivée autour de 0° et 37°.

Le niveau du pic à 0° correspondant à l'antenne cornet est plus important de celui de l'antenne Patch P1. En effet, l'antenne P1 est plus proche de l'antenne de réception mais le cornet est une antenne directive et son gain est plus important que celui du patch P2.

Ce cas nous permet de voir aussi le comportement de la méthode proposée en présence de plusieurs sources. Le module du signal $\overline{RAOA}(\alpha)$ décrit l'évolution de l'extraction des sources au cours de l'exécution de l'algorithme.

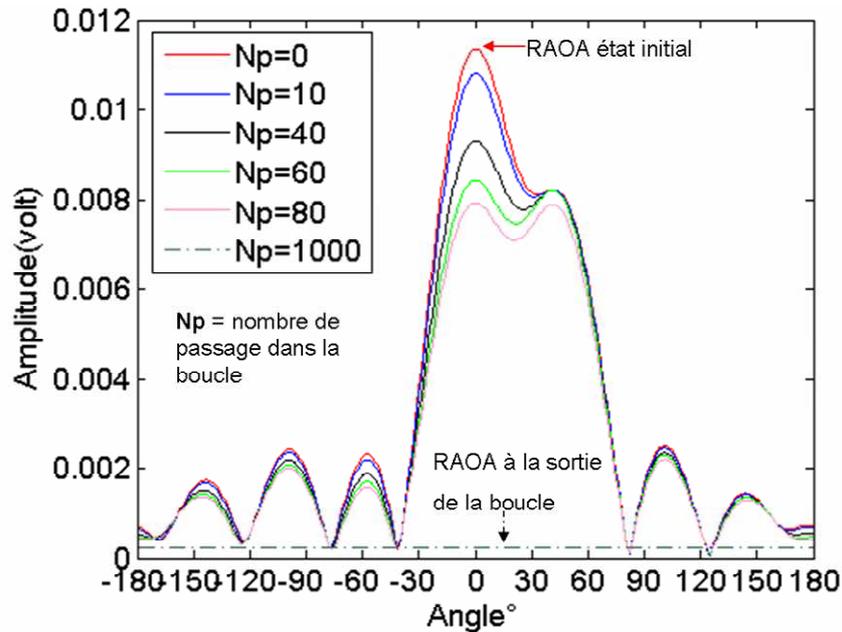


Figure II-30 : évolution du signal RAOA au cours de l'exécution de l'algorithme.

En analysant, les différentes courbes présentées Figure II-30, nous pouvons constater que le niveau du deuxième maximum à 37°, n'est pas modifiée au cours des premiers passages dans la boucle. Cependant le niveau des lobes secondaires commence à baisser dès l'élimination des tensions dues aux différentes fractions extraites du premier maximum.

Après un certain nombre de passage dans la boucle (Np=60), l'algorithme va détecter deux maximums. Dans ce cas, la méthode va extraire une fraction du premier maximum trouvé tout en sachant que le niveau du deuxième maximum, ne va pas changer en calculant le nouveau signal $\overline{RAOA}(\alpha)$. Ce maximum sera détecté et traité dans la boucle suivante et ainsi de suite jusqu'à l'extraction de tous les points sources (différents maximums) figurant dans les différents signaux $\overline{RAOA}(\alpha)$ calculés.

II.3.2.2. L'antenne cornet et l'antenne patch P2

Dans ce cas, l'antenne patch P1 n'est pas alimentée. L'antenne cornet et l'antenne P2 sont connectées à l'ARV via le diviseur de puissance. Nous tentons de localiser deux angles d'arrivées autour de -45° et 0°. En analysant, la tension mesurée Figure II-31, il est possible de prédire une direction d'énergie éventuelle à 0°. La convergence du module de la tension

reconstituée vers le module de la tension filtrée signifie que les angles d'arrivée participant à la reconstitution de la tension sont extraits.

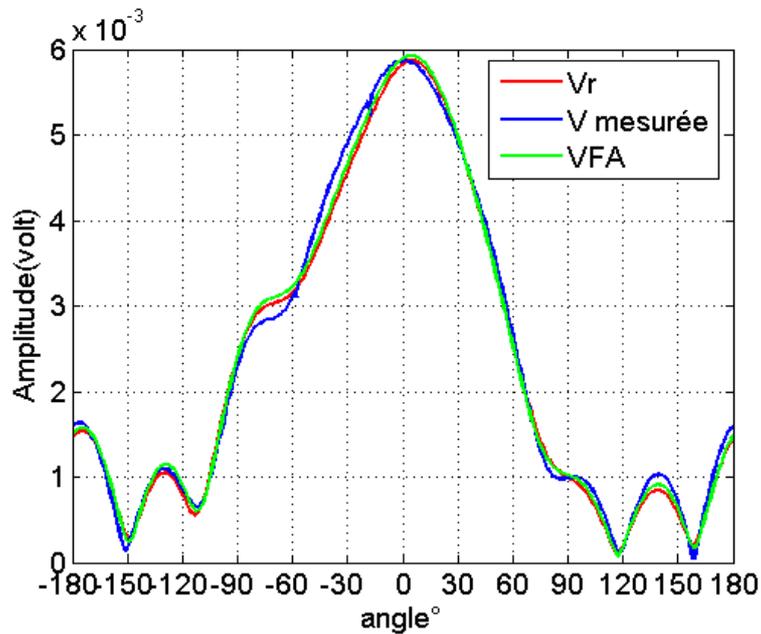


Figure II-31 Convergence de la tension reconstituée vers le module de la tension filtrée.

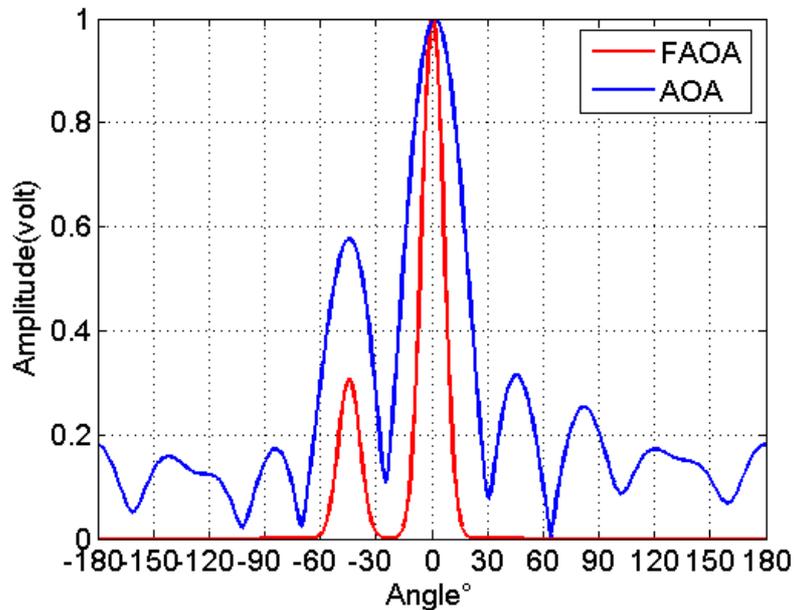


Figure II-32 : Deux angles d'arrivées à -45° et 0° .

Le module du signal $\overline{\overline{AOA(\alpha)}}$ trouvé après la déconvolution et en appliquant le filtrage adaptatif est présenté Figure II-32 (la courbe bleue). Les deux antennes sont détectées à 0° et -45° mais des pics parasites qui peuvent être confondus avec des sources d'énergie sont présents dans le module de ce signal. Le module du signal $\overline{\overline{FAOA(\alpha)}}$ obtenu par

AOACLEAN (courbe rouge) donne avec une haute précision angulaire la position des antennes dans la chambre anéchoïque tout en supprimant les lobes secondaires.

II.3.2.3. Les deux antennes patchs P2 et P1

Dans ce cas, l'antenne cornet n'est pas alimentée. L'antenne patch P1 et l'antenne P2 sont connectées à l'ARV via le diviseur de puissance. Les modules des différentes tensions mesurée, filtrée et reconstituée sont présentés Figure II-33.

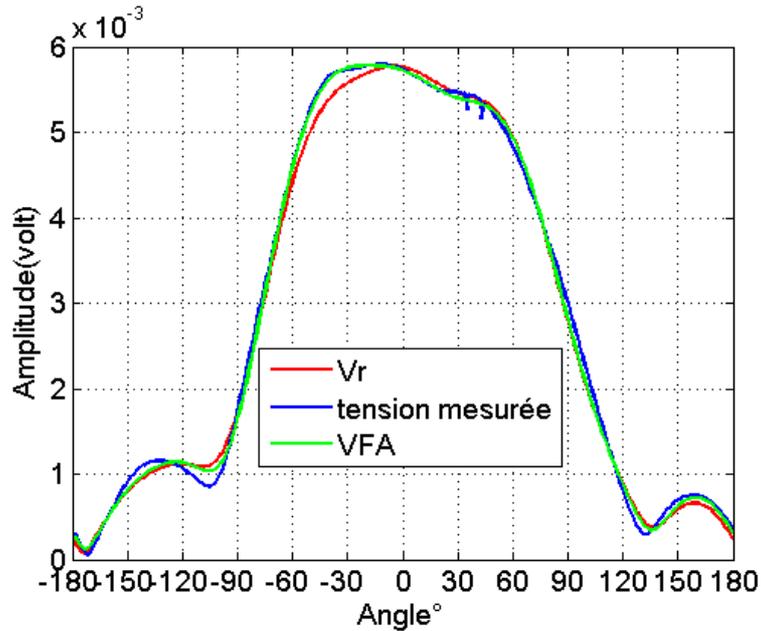


Figure II-33 : Convergence de la tension dans le cas des deux antennes émettrices P2 et P1

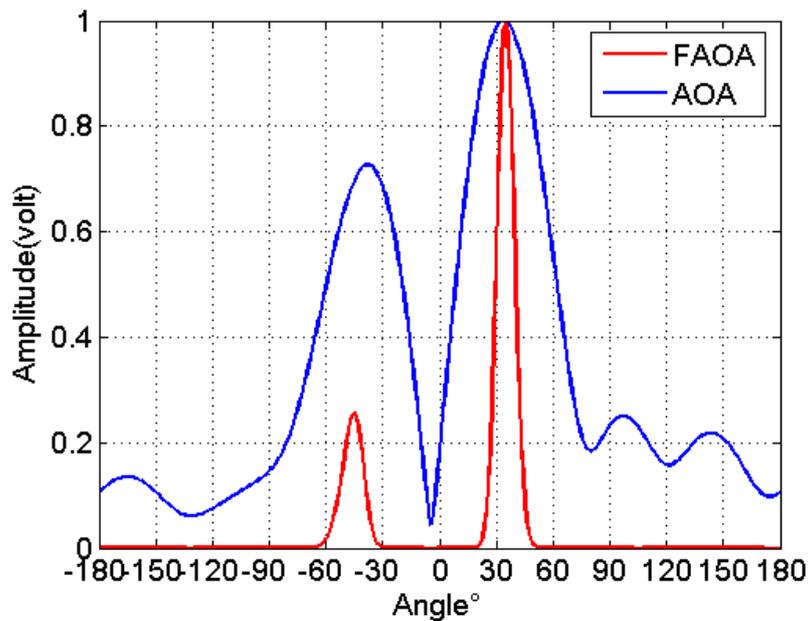


Figure II-34 : Deux angles d'arrivée à -45° et à 37° .

Les modules des signaux $\overline{AOA}(\alpha)$ et $\overline{FAOA}(\alpha)$ Figure II-34 indiquent la position des antennes émettrices P2 et P1. Ces directions ne sont pas visibles au niveau de la tension mesurée Figure II-33.

II.3.3. Cas de trois sources émettrices

Dans cette configuration, les trois antennes sont connectées à l'ARV via le diviseur de puissance. Nous devons localiser les trois antennes par leurs angles d'arrivée autour de -45° , 0° et 37° .

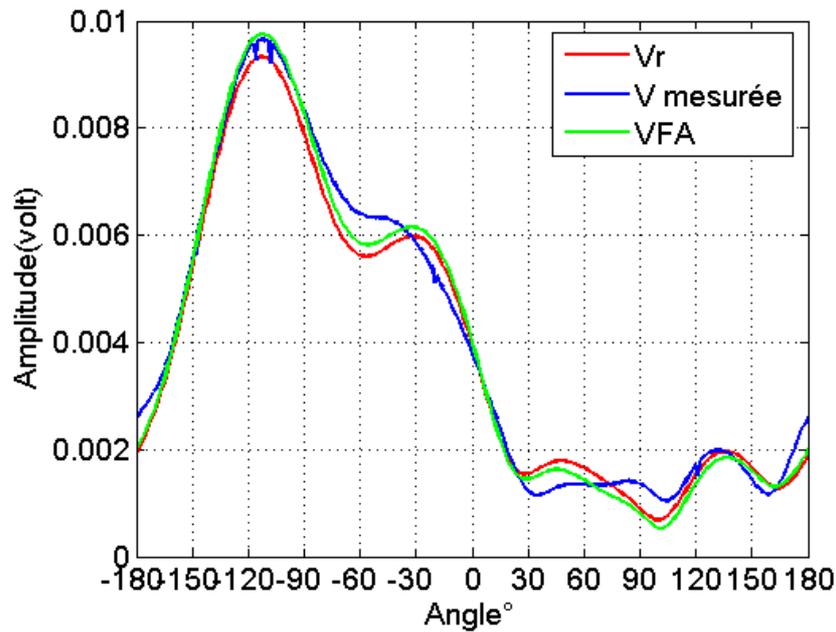


Figure II-35 : Convergence de la tension reconstituée dans le cas de trois sources émettrices.

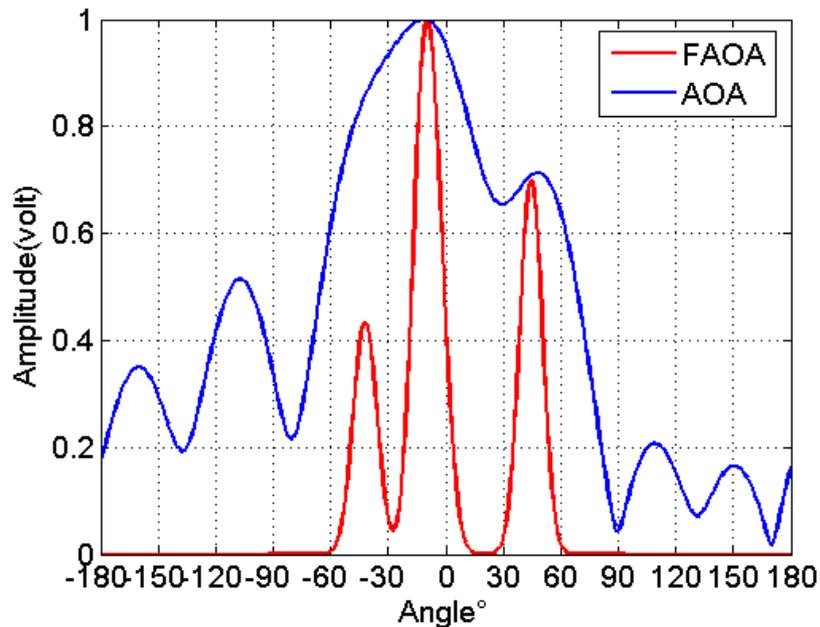


Figure II-36 : Trois angles d'arrivée localisés autour de -45° , 0° et 37° .

Un des points forts de l'algorithme développé est sa capacité de retrouver des angles d'arrivées qui ne sont pas visibles sur le signal obtenu après la déconvolution. En analysant le module du signal $\overline{FAOA(\alpha)}$ (la courbe rouge, Figure II-36), nous pouvons distinguer un angle d'arrivée à -45° . Cependant, cet angle d'arrivée n'apparaît pas au niveau du module du signal $\overline{AOA(\alpha)}$.

Ce cas de mesure montre aussi l'intérêt de la déconvolution avant l'application de AOACLEAN. En se basant sur la tension mesurée Figure II-36, nous ne pouvons pas déduire les angles d'arrivée des différentes antennes émettrices ce qui rend l'étape de déconvolution vitale pour la détection des angles d'arrivée. L'application de AOACLEAN après la déconvolution va augmenter la précision angulaire et faire disparaître les pics parasites en faisant apparaître les angles d'arrivée, qu'ils soient visibles ou non sur le module du signal $\overline{AOA(\alpha)}$.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de calcul des angles d'arrivée, basée sur la technique de rotation d'antenne, a été développée. L'originalité de cette méthode est qu'elle permet d'effectuer un sondage spatial du canal de propagation, au moyen des antennes possédant de larges ouvertures angulaires à -3dB, telles que les antennes patch.

La déconvolution entre la tension mesurée par une antenne rotative et le propre diagramme de cette antenne a été le point de départ de cette méthode. Le signal résultant de la déconvolution contient l'information concernant les angles d'arrivée. Cette information est souvent bruitée, ainsi un algorithme de débruitage inspiré de l'astronomie a été adapté à notre contexte afin de sortir les angles d'arrivée du bruit. Cette méthode a été validée par des mesures en chambre anéchoïque. Une étude paramétrique a permis d'évaluer les capacités et les limites de la méthode. D'autres cas de mesure effectués en chambre anéchoïque ont permis de comprendre le fonctionnement de la méthode en présence de plusieurs sources. Les résultats obtenus ont montré le pouvoir de la méthode à distinguer les sources d'énergie et à diminuer considérablement le niveau du bruit.

Il s'ensuit de tout cela que cette méthode est aboutie et sera désormais appliquée sur les données mesurées en environnement réel. Une telle application servira à la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation qui fera l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

- [1] K.Fujimoto, J.R.James. *Mobile antenna systems handbook* p.64. Second edition
- [2] O. Akhdar, D.Carsenat, C.Decroze, T.Monedière. *A simple technique for Angle of arrival measurement*. AP-S.IEEE San Diego 2008.
- [3] G. Golub and C. Van Loan. *Matrix Computations*. John Hopkins University Press, Baltimore, 3rd edition, 1996.
- [4] L.L. Scharf. *Statistical Signal Processing : Detection, Estimation and Time Series Analysis*. Addison Wesley, Reading, MA, 1991.
- [5] I.Markovsky, S.Huffel. *High-performance numerical algorithms and software for structured total least squares*. Journal of Computational and Applied Mathematics. 2005
- [6] J.L. Burdeau, P.Esmingaud, R.Prost. *Synthèse d'ouverture en radio-astronomie : comparaison d'algorithmes et de régularisations*. Quatorzième colloque GRETSI-JUAN-LES-PINS- 16 septembre 1993.
- [7] R.Moussaoui, A.Bijaoui, F.MIGNARD. *Analyse Spectrale des Résidus de la télémétrie Laser sur la lune*. CRAAG, CERGA.
- [8] J.A.Högbom. *Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines*. Astron. Astrophys. Suppl. 15, 417-426. 1974.
- [9] S. MEIMON. *Reconstruction d'images astronomiques en interférométrie optique*. Thèse de doctorat en sciences de l'université PARIS SUD. 21 Novembre 2005
- [10] S. Guilloreau. *The Imaging Principles*. In Guilloreau (1998b), chapter 13, pp. 137–146. 1998.
- [11] Wakker, B. P. & Schwarz, U. J. *The Multi-Resolution CLEAN and its application to the short-spacing problem in interferometry*. Astron. Astrophys. 200, 312–322. 1988

- [12] Nityananda, R. & Narayan, R. *Maximum Entropy Image Reconstruction-A practical Non-Information-Theoretic Approach. J. Astrophys. Astr.* **3**, 419–450. 1982.
- [13] O.Akhdar, M.Mouhamadou, D.Carsenat, C.Decroze, T.Monediere. *A new clean algorithm for angle of arrival denoising. Antennas and wireless propagation letters, IEEE.* Page(s):478-481. Volume 8, 2009.

**CHAPITRE III APPLICATION DE LA
METHODE DE DECONVOLUTION AU
SONDAGE SPATIO-TEMPOREL DU
CANAL DE PROPAGATION**

III.1. Introduction

Au cours du premier chapitre, nous avons décrit les principales techniques de sondage de canal ainsi que les paramètres qui le caractérisent. Pour l'estimation des retards, nous avons opté pour la technique de la corrélation glissante basée sur les propriétés des séquences PN. Pour la caractérisation angulaire, notre choix est porté sur la technique de rotation d'antenne. Un algorithme original a été conçu spécialement pour cette technique dans le but de la libérer de ces propres contraintes. La conception et la validation de cet algorithme ont fait l'objet du deuxième chapitre.

Le but de ce chapitre est de caractériser le canal de propagation dans un environnement réel et dans le cadre d'une liaison de l'extérieur vers l'intérieur « outdoor-to-indoor ». Les mesures seront effectuées dans la bande WIMAX à 3.5 GHz.

Ce chapitre est divisé en deux parties : La première partie sera consacrée uniquement au sondage spatial. Dans un premier temps, l'architecture, le fonctionnement et les propriétés du sondeur développé au cours de cette thèse seront détaillés. Ensuite, l'environnement de mesure et les différentes configurations seront décrits. Finalement, une analyse des résultats de mesure sera établie afin de conclure sur les performances du sondeur réalisé.

La deuxième partie sera dédiée à la caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation. L'idée du départ, est de coupler deux techniques de mesure : la technique de rotation d'antenne et la technique de la corrélation glissante. D'abord, La mise en œuvre de la technique de corrélation sera détaillée. Puis, nous expliquerons le principe de fonctionnement de la méthode proposée qui repose sur le couplage des deux techniques. La méthode sera validée après implémentation sous ADS-PTOLEMY co-simulée avec MATLAB. Un test préalable de la méthode dans un environnement « indoor » sera effectué. Nous présenterons les résultats de ces mesures avant de passer à l'étape finale concernant la caractérisation spatio-temporelle du canal dans le contexte « outdoor-to-indoor » à 3.5GHz.

III.2. Description du sondeur spatial

Le but du sondeur spatial est de mesurer les angles d'arrivée des trajets composants la réponse impulsionnelle du canal. Les variations dans le temps ne seront pas prises en compte dans ce travail en raison des contraintes de stationnarité liée à la technique de rotation utilisée. Une sinusoïde pure CW (Constant Wave) à 3.5 GHz est envoyée par l'émetteur, et la caractérisation angulaire est faite dans le plan azimutal et pour une seule polarisation (verticale). Au cours du chapitre II, la méthode AOACLEAN a été validée par des mesures en

chambre anéchoïque au moyen d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (ARV). Cependant, nous avons vu au cours du premier chapitre, que L'ARV ne permet pas des mesures à des grandes distances. Cette limitation est due aux longueurs des câbles reliant les antennes d'émission et de réception. La séparation des modules d'émission et de réception pour une caractérisation outdoor to indoor est obligatoire en raison de la grande distance qui peut séparer l'émission de la réception. Ainsi, l'ARV est écarté de l'architecture du sondeur. Un autre banc de mesure constitué de modules d'émission et de réception séparés, a été mis en place au sein de notre laboratoire, pour effectuer des études de diversité [1]. Les modules d'émission et de réception présents dans ce banc constitueront le cœur de notre sondeur.

III.2.1. Modules d'émission et de réception

Les modules d'émission et de réception sont basés sur des systèmes PXI. Le PXI est une plate-forme de déploiement, à la fois performante et économique, particulièrement adapté aux systèmes de mesures et d'automatisation. Les systèmes PXI se présentent actuellement comme un standard industriel ouvert et se composent de trois éléments essentiels : le châssis, le contrôleur du système et les modules périphériques.

Le châssis PXI assure le conditionnement modulaire du système. Le châssis, habituellement doté de 4 à 18 emplacements, peut intégrer des fonctionnalités particulières comme des alimentations DC et le conditionnement des signaux. Le châssis abrite le bus PCI ainsi que des bus de synchronisation et de déclenchement qui permettent le développement des applications nécessitant une synchronisation très précise.

Le contrôleur PXI dispose d'un endroit réservé à l'extrême gauche du châssis occupant quatre emplacements. Il existe deux options de contrôle : le contrôle déporté à partir d'un ordinateur extérieur au châssis (PC de bureau, serveur, etc.), et le contrôle embarqué à partir d'un module contrôleur haute performance, équipé d'un OS Microsoft, ou d'un OS temps réel. Le contrôleur PXI embarqué évite le recours à un PC externe, permettant ainsi de disposer d'un système complet contenu dans le châssis PXI. La solution du contrôleur embarqué est idéale pour les applications qui nécessitent un déplacement du châssis.

Les modules périphériques diffèrent d'une application à une autre. Pour les applications radiofréquences (RF), ces modules intègrent des générateurs, des numériseurs des synthétiseurs, etc. Chaque module périphérique occupe en général un ou deux emplacements au niveau du châssis réduisant ainsi la taille et le coût du système. Les deux modules d'émission et de réception à notre disposition, sont des systèmes PXI d'Aeroflex Figure III-1.

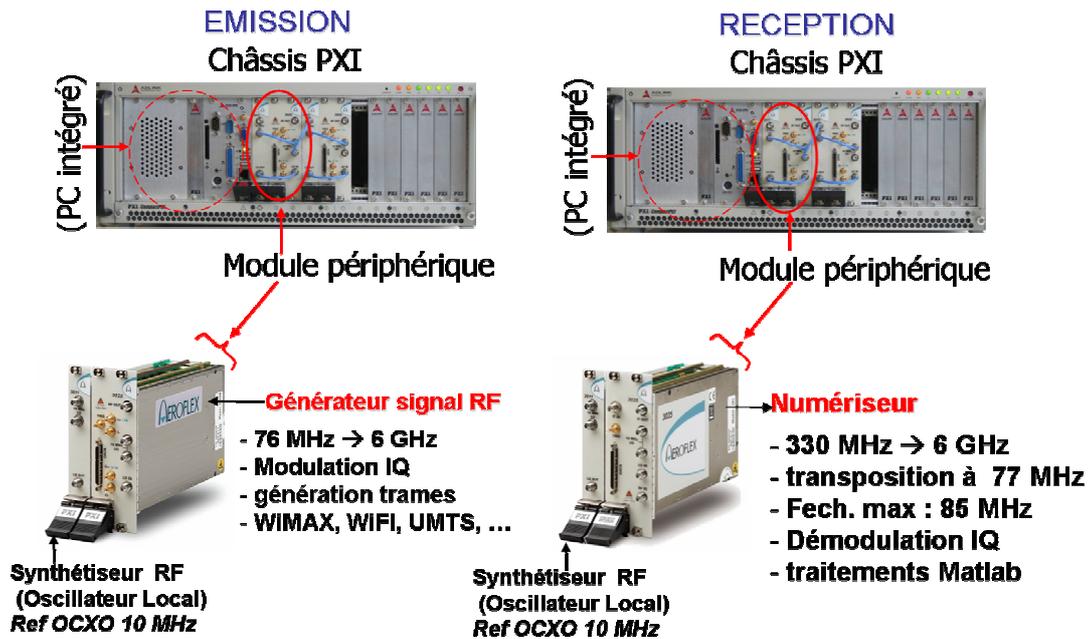


Figure III-1 : Module d'émission et réception

Actuellement, nous sommes équipés de quatre modules périphériques au niveau de l'émission et de quatre modules aussi au niveau de la réception. Pour le sondage du canal, nous aurons besoin d'un seul module périphérique à l'émission et de deux modules périphériques à la réception. Nous expliquerons ultérieurement la raison d'utilisation de deux modules périphériques en réception.

Module périphérique d'émission : il est constitué d'un générateur de signaux RF numérique et d'un synthétiseur RF. La combinaison de ces deux composants forme un générateur de signaux numériques n'occupant que trois emplacements du châssis PXI et intégrant en standart un générateur arbitraire 2 voies. Ce module peut être utilisé pour des applications dans la bande allant de 76MHz à 6 GHz avec une bande passante de modulation pouvant atteindre 40MHz. Le générateur arbitraire permet le séquençement des fichiers ce qui permet un changement de configuration, de fréquence, de niveau et de forme d'onde avec une rapidité et une souplesse considérables.

Module périphérique de réception : il est constitué d'un numériseur de signaux RF numérique et d'un synthétiseur RF. La combinaison de ces deux composants forme un numériseur n'occupant que trois emplacements du châssis PXI. Ce numériseur apporte la fonction complémentaire au générateur RF, en assurant une transposition à 77 MHz, puis une conversion Analogique/numérique de signaux RF, dans la bande passante allant de 350 MHz à 6GHz avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 85 MHz. Les modules d'émission

et de réception sont équipés chacun d'un contrôleur interne (PC intégré dans la structure du châssis).

III.2.2. Antennes

Les antennes constituent l'interface canal/sondeur. Ainsi leurs caractéristiques jouent un rôle important dans la caractérisation du canal de propagation.

Après notre développement de la méthode AOACLEAN, la technique de rotation d'antenne n'est plus désormais restreint aux antennes directives. En réception, deux types d'antennes ont été utilisés tout au long de la campagne de mesure : un patch et un réseau carré (panneau). Une antenne omnidirectionnelle servant de référence de phase est insérée dans le dispositif de mesure au niveau de la réception. Nous reviendrons ultérieurement sur ce point, pour plus de détails. Au niveau de l'émission, une antenne sectorielle de type «station de base » a été utilisée. Les caractéristiques de ces antennes sont présentées Tableau III-1.

Antennes de réception		Caractéristiques mesurées (plan H)
Patch	Gain	8 dB
	Ouverture	70°
	Fréquence	[3.4-3.6] GHz
Panneau	Gain	17 dB
	Ouverture	18°
	Fréquence	[3.4-3.6] GHz
Antenne de référence : dipôle		
Antennes d'émission		Caractéristiques mesurées
sectorielle	Gain	17 dB
	Ouverture	60°
	Fréquence	[3.4-3.6] GHz

Tableau III-1 : Caractéristiques des antennes utilisées au niveau de la réception.

L'utilisation des différentes antennes au niveau de la réception permet d'une part, d'analyser l'influence des diagrammes de rayonnement sur la caractérisation du canal et d'autre part, de comparer les angles d'arrivée obtenue par AOACLEAN pour les deux types d'antenne. Les diagrammes polaires normalisés des antennes de réception sont présentés Figure III-2.

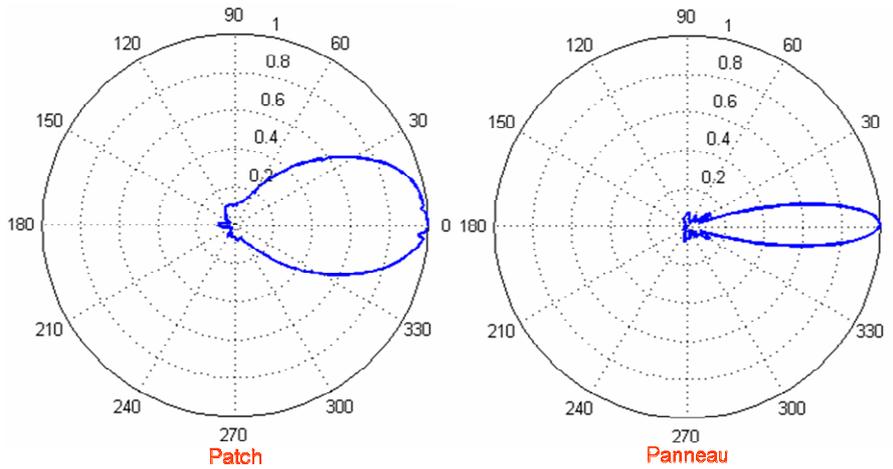


Figure III-2 : Les diagrammes normalisés des antennes à la réception.

III.2.3. Système de positionnement

Lors des mesures, l'antenne d'émission a été placée sur un mât Figure III-3 où la position de l'antenne est réglée manuellement. En effet, la position de cette antenne est fixe et son orientation ne présente pas une difficulté particulière. L'ouverture de cette antenne est de 60° dans le plan azimutal où le sondage est effectué, ce qui facilite l'orientation de l'antenne pour couvrir la zone souhaitée.

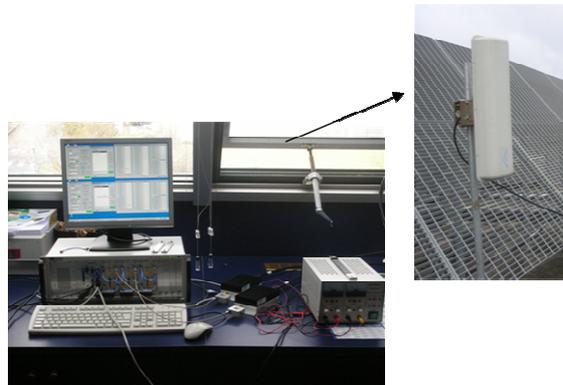


Figure III-3 : Positionnement de l'antenne d'émission.

Au niveau de la réception, le dipôle de référence est placé sur un mât en bois. Le dipôle et l'antenne utilisée pour le sondage spatial (patch ou panneau) sont mis à la même hauteur (1,5 mètres par rapport au sol de la salle où les mesures sont effectuées). Le patch ou le panneau ont pour rôle d'effectuer le sondage de l'espace angulaire azimutal par une rotation pas à pas. Un système de positionnement automatique a été utilisé Figure III-4. Ce positionneur comporte un moteur, un mât à hauteur variable et un contrôleur de position. Le moteur assure la rotation autour de l'axe vertical ce qui permet de récupérer les données azimutales. L'antenne rotative est fixée sur le mât au moyen d'un support en plexiglas et le mât à son tour

est fixé au moteur. Le contrôleur de position est relié au contrôleur interne du module de réception par une liaison série RS232.

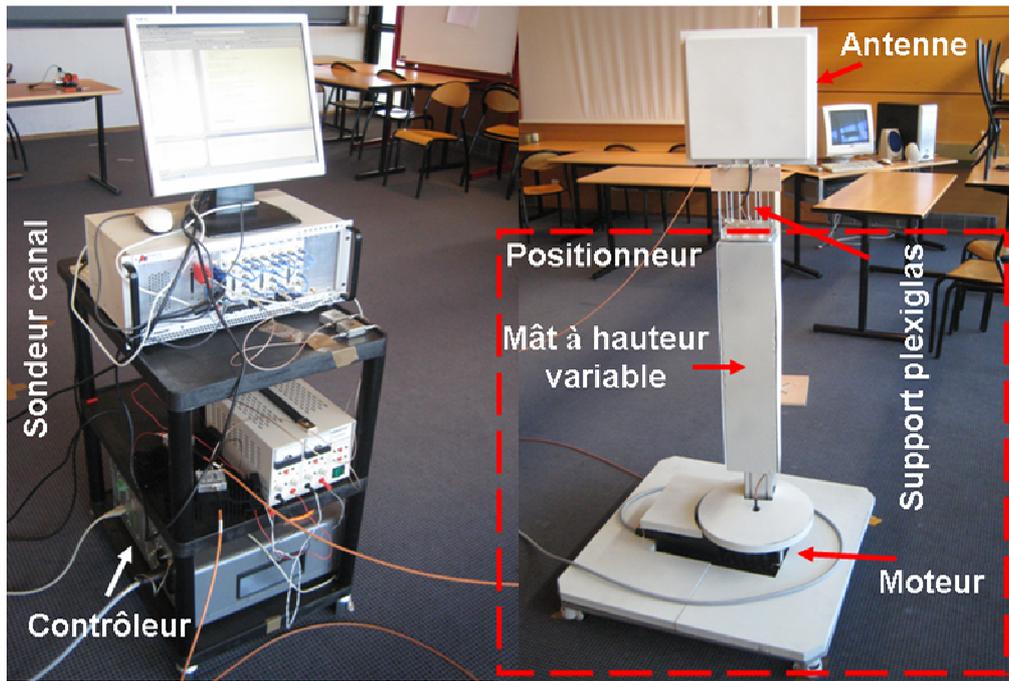


Figure III-4 : Positionneur automatique en réception.

III.2.4. Logiciels

Le contrôleur interne du module d'émission est équipé d'un logiciel, permettant d'interfacer les modules périphériques d'émission. Cette partie peut être gérée aussi sous Matlab.

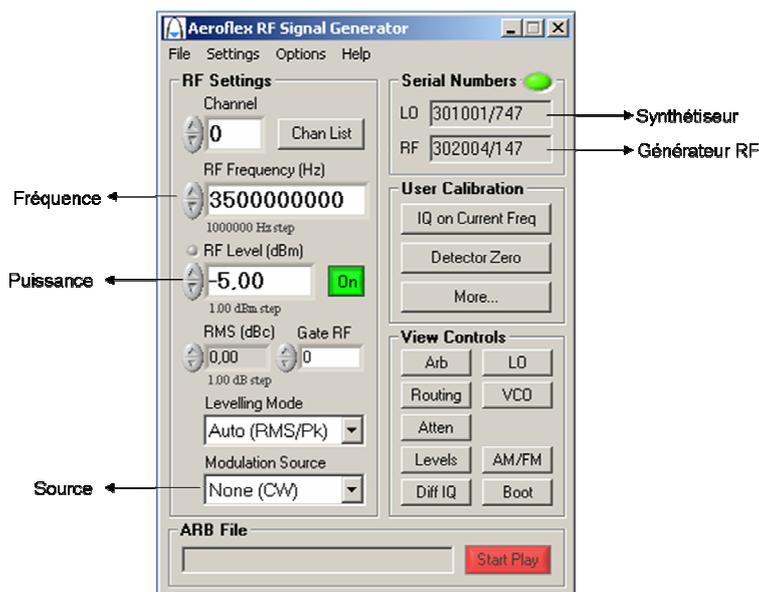


Figure III-5 : Interface du logiciel PXI.

Au niveau de la réception, des codes développés sous MATLAB permet la communication avec les modules périphériques, le contrôle de positionneur et l'acquisition des données ainsi que le post-traitement

III.2.5. Architecture générale du sondeur

En se basant sur les détails évoqués précédemment, le schéma synoptique du sondeur est illustré Figure III-6. De même, la plateforme développée pour les mesures spatiales est représentée Figure III-7.

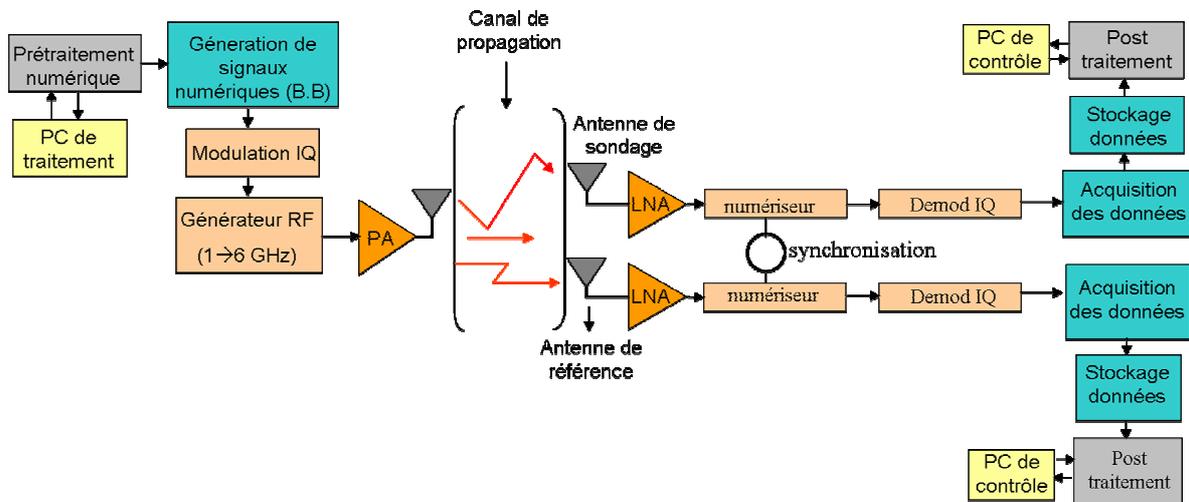


Figure III-6 : schéma synoptique du sondeur.

Synchronisation au niveau du récepteur : L'utilisation de deux antennes (antenne rotative et antenne de référence) au niveau de la réception nécessite deux modules périphériques de réception. Ainsi une synchronisation entre les deux synthétiseurs de ces deux modules est effectuée en les verrouillant sur une horloge de référence OCXO.

Correction de phase : À la différence avec les mesures effectuées par l'ARV au cours du chapitre II, le sondeur présenté dans ce chapitre est constitué de deux modules d'émission et de réception séparés. Une seconde antenne omnidirectionnelle servant de référence de phase est insérée dans le dispositif de mesure au niveau de la réception. Ainsi pour chaque position de l'antenne de réception, une mesure simultanée est réalisée sur cette antenne et sur l'antenne de référence. La mesure sur l'antenne en rotation est ensuite recalée en phase par rapport à la mesure effectuée sur l'antenne de référence. Ce recalage en phase est équivalent, à posteriori, à une mesure simultanée réalisée sur tous les points décrits par l'antenne de réception en supposant que le canal est stationnaire pendant le temps de la rotation.

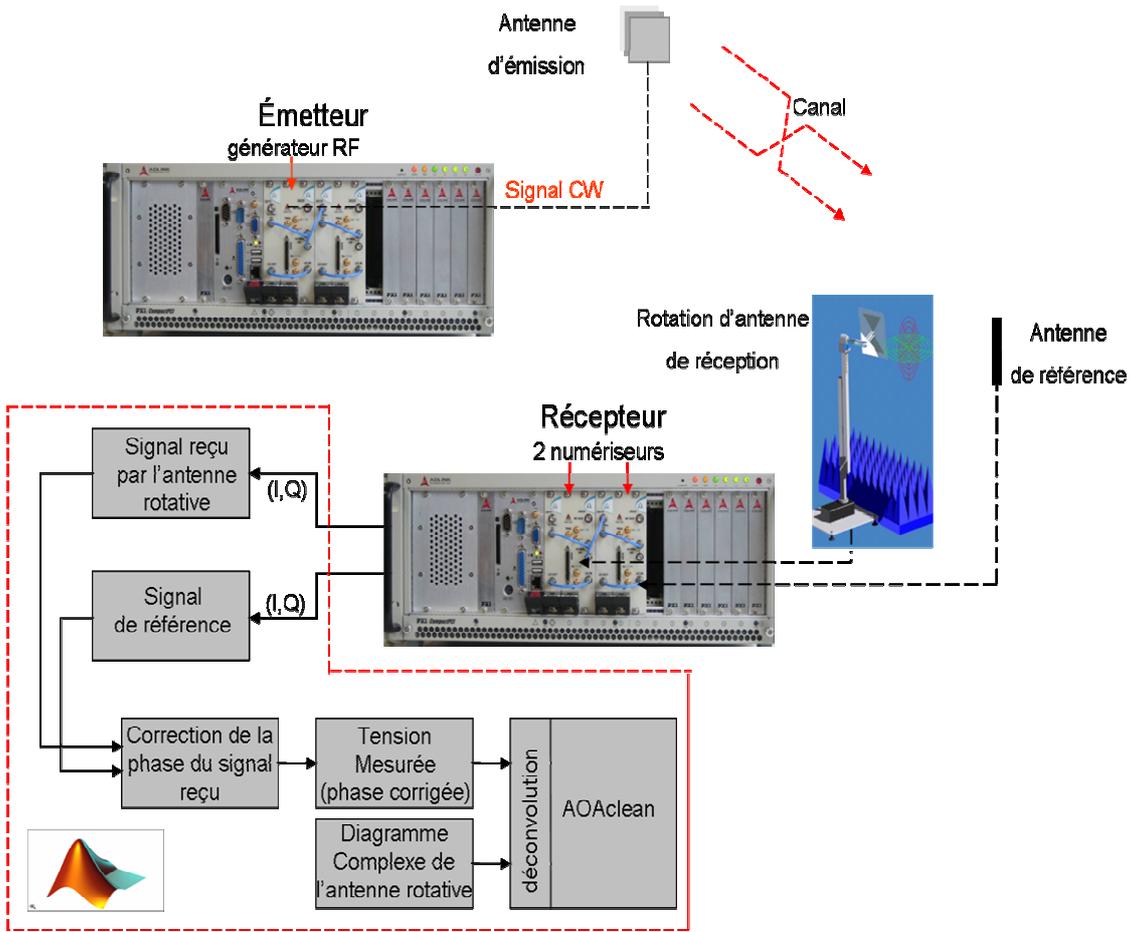


Figure III-7 : La plateforme de mesures spatiales.

III.2.6. Validation de la plateforme de mesures spatiales

La plateforme de mesures spatiales a été validée par des séries de mesures effectuées en chambre anéchoïque.

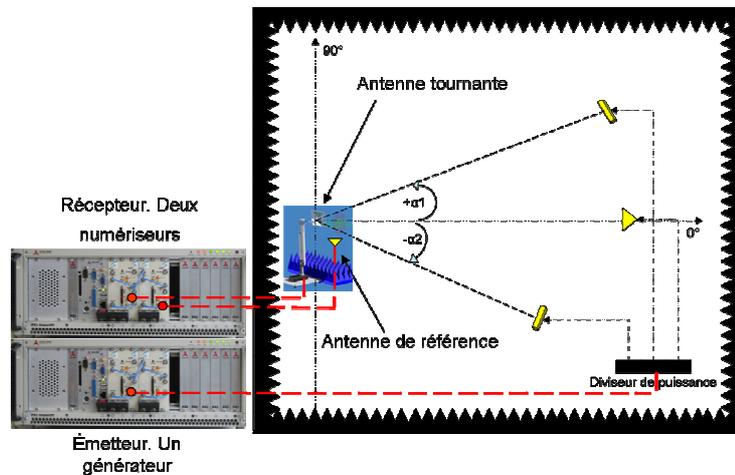


Figure III-8 : Validation de la plateforme en chambre anéchoïque.

Les mesures effectuées au cours du deuxième chapitre ont été refaites en remplaçant l'ARV par la nouvelle plateforme de mesures spatiales présentée Figure III-7. Les angles d'arrivée obtenus en appliquant la déconvolution et AOACLEAN sur les données mesurées par le nouveau sondeur coïncident avec les angles d'arrivée obtenus dans les différents cas présentés au cours du deuxième chapitre.

III.3. Campagne de mesures spatiales

Nous rappelons que cette campagne de mesures est dédiée pour la caractérisation spatiale d'un environnement « outdoor-to-indoor ». Dans cette partie, nous décrivons les sites et les scénarii de mesures. Au niveau de la réception, deux antennes tournantes ont été utilisées : l'antenne patch et l'antenne panneau. Les résultats obtenus par le patch seront comparés à ceux obtenus par l'antenne panneau.

III.3.1. Environnement de mesures

Les expérimentations sont faites sur le site d'ESTER à Limoges. L'antenne d'émission « station de base » est placée sur le toit du bâtiment de la technopole. Le système de réception est placé à l'ENSIL à environ 150m. Une présentation des lieux est illustrée Figure III-9.

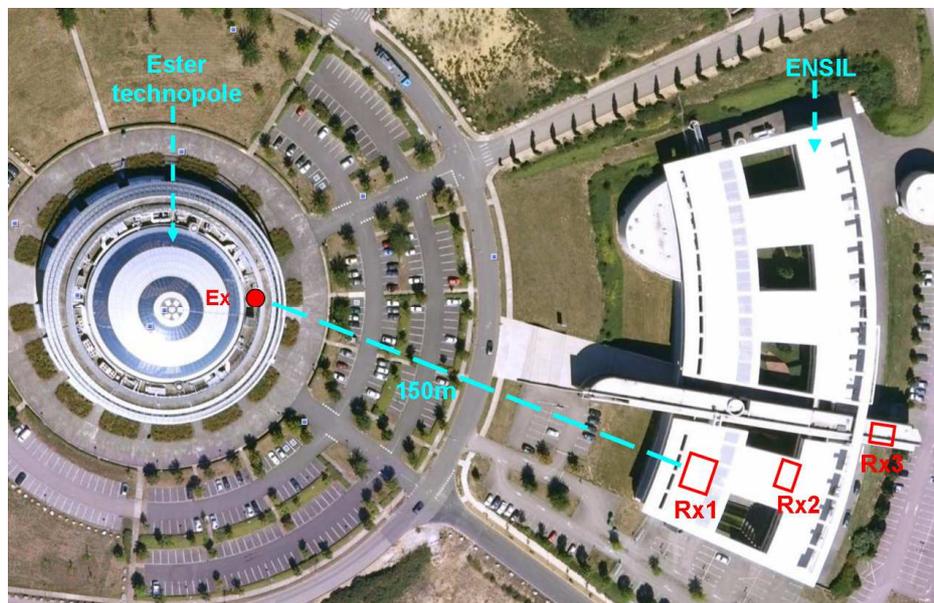


Figure III-9 : Environnement de mesures.

Les mesures en réception sont effectuées dans trois salles différentes : une salle en visibilité directe (salle A1 LOS) et deux salles masquées (salle A2 NLOS et salle A3 NLOS).

En salle A1, les mesures sont effectuées aux points B, E, I et G. En salle A2, les mesures sont effectuées aux points J, L et N. En salle A3, les mesures sont effectuées aux points P, Q, R.

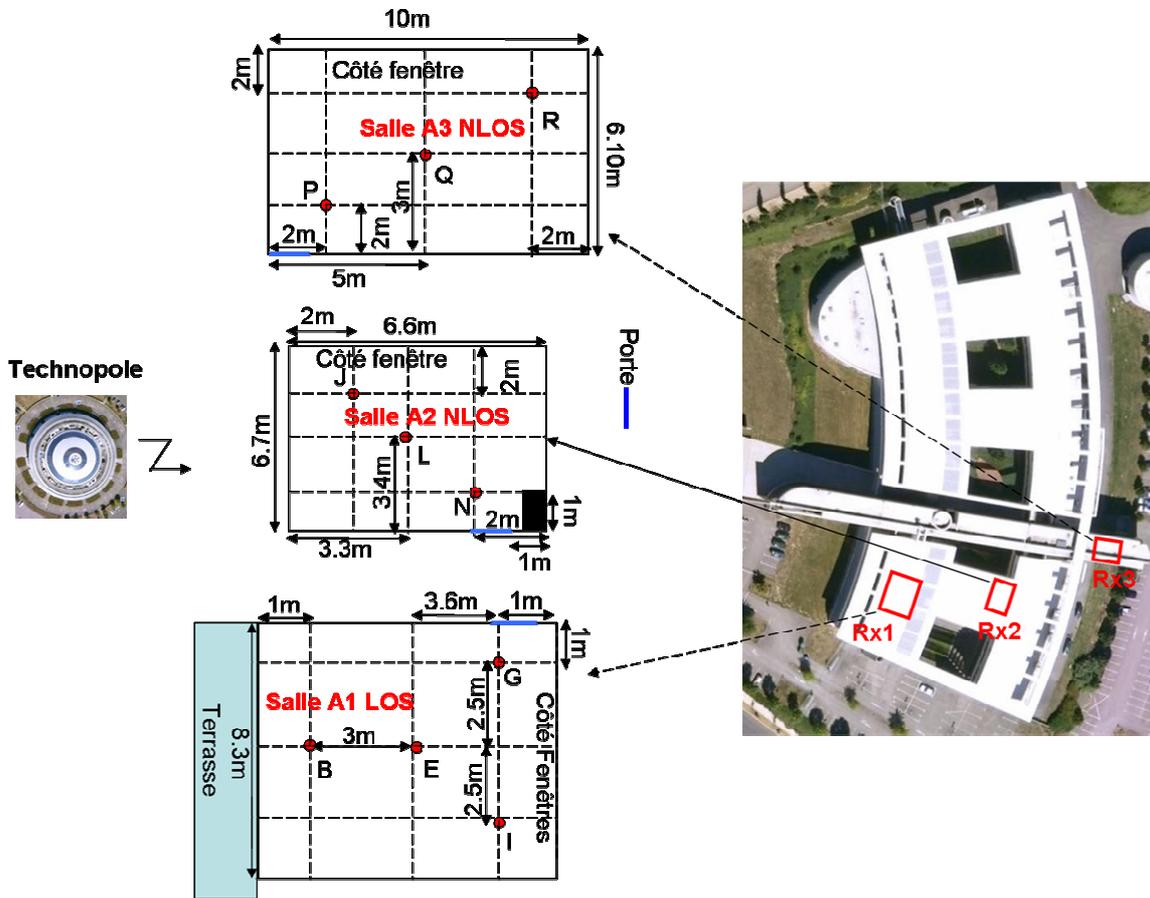


Figure III-10 : Points de mesures.

III.3.2. Mesures en visibilité directe (LOS)

Dans cette partie, nous analysons les résultats de mesures effectuées dans la salle A1. L'antenne de réception se trouvant dans cette salle, est en visibilité directe avec l'antenne d'émission placée sur le toit de la technopole. L'environnement entre l'émission et la réception ($Ex \rightarrow Rx1$) est représenté Figure III-9.

III.3.2.1. Bilan de liaison

À l'émission, la puissance émise est de -15 dBm et le gain de l'antenne d'émission est de 17 dB. Un amplificateur de 37 dB de gain est utilisé et les pertes au niveau du câble reliant l'antenne au module d'émission sont d'environ 3 dB. L'affaiblissement en espace libre pour une distance de 150m est de -87dB à 3.5 GHz.

À la réception, l'antenne tournante (patch ou panneau) est reliée à un amplificateur de 30dB de gain et l'antenne de référence est aussi reliée à un amplificateur possédant les mêmes caractéristiques. Les pertes au niveau des câbles reliant les antennes aux modules périphériques de la réception sont d'environ 3 dB.

En tenant compte de ces données, la puissance reçue au niveau de la réception dans le cas d'une antenne patch est de -15 dBm. Dans le cas d'une antenne panneau, la puissance reçue est de -7 dBm. Cette différence entre les puissances reçues est liée aux gains des antennes patch et panneau. La formule de Friis s'écrit dans ce cas comme suit :

$$P_r (dBm) = P_e (dBm) - A_{c\grave{a}ble} + G_{ampli} + G_e (dB_i) + G_r (dB_i) + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (3.1)$$

Où P_r et P_e sont respectivement les puissances reçue et émise. A désigne l'ensemble des pertes au niveau des câbles au niveau de l'émission et de réception. G_{ampli} désigne l'ensemble des gains des amplificateurs utilisés sur les deux sites. G_e et G_r sont les gains des antennes respectivement à l'émission et la réception. d est la distance séparant l'émetteur du récepteur.

III.3.2.2. Repère et diagramme

La présentation des mesures d'angles d'arrivée en graphe polaire, facilite la comparaison des résultats et permet l'interprétation de certains phénomènes liés à la géométrie de l'environnement. La rotation de 360° dans le plan azimutal de l'antenne de réception (patch ou panneau) va s'effectuer par pas de 1°. Initialement, l'antenne est pointée à 90° Figure III-11, et la rotation va s'effectuer dans le sens des aiguilles d'une montre.

Après l'application de AOACLEAN sur les tensions mesurées, un angle d'arrivée détecté autour de 0°, signifie la localisation du trajet direct en provenance du site de l'émission (Technopole). La distance séparant l'antenne d'émission et les 4 points de mesure en LOS (B, E, I et G), varie entre 150 et 157 mètres. La distance séparant les points G et I de la droite contenant les points B et E est 2.5m. Ainsi, le trajet direct localisé au niveau de ces quatre points est attendu normalement autour de 0°. Nous précisons que les résultats de mesures dans les autres salles A2 et A3 sont présentées suivant le même repère Figure III-11.

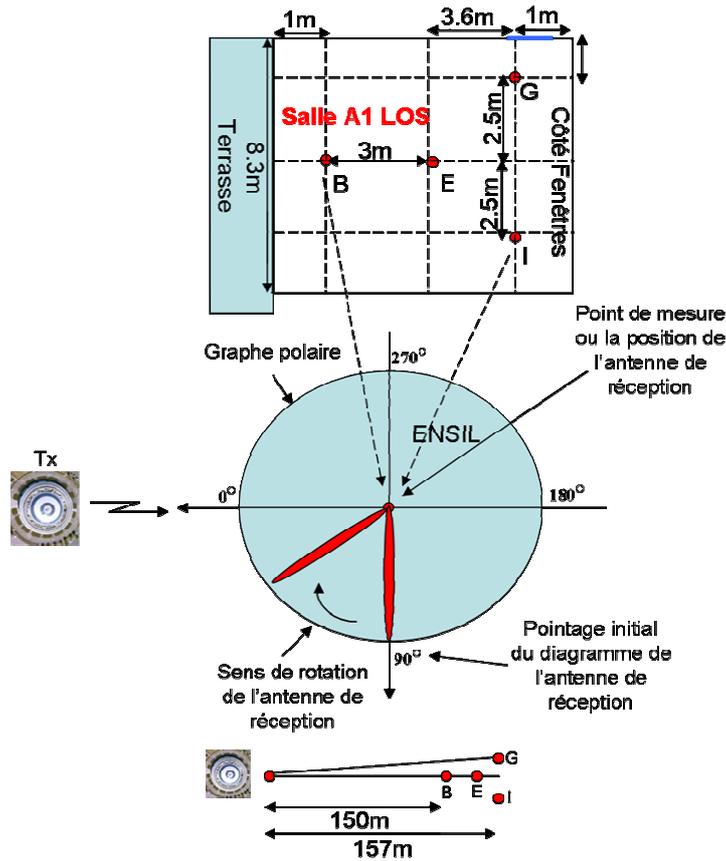


Figure III-11 : Choix d'un repère pour la localisation des angles d'arrivée.

III.3.2.3. Résultats des mesures

Nous présentons les résultats des mesures effectuées aux points E et I. Les résultats concernant les points B et G sont présentés en annexe 3.

Point E :



Figure III-12 : salle A1.

Dans le cas de l'antenne patch, l'angle d'arrivée obtenue au point E en appliquant AOACLEAN est localisé autour de 9° . Normalement, l'angle d'arrivée est attendu autour de

0°. Une erreur de mesure au niveau du pointage initial du diagramme de l'antenne de réception Figure III-11 est à l'origine de cette erreur. En effet, la position initiale de l'antenne de réception avant la rotation est fixée de telle sorte que la surface du patch ou du panneau soit parallèle au plan du mur qui se trouve face à l'antenne. Cependant, la surface de l'antenne patch est plus petite que celle du panneau, ce qui augmente la probabilité d'erreur au niveau de positionnement de l'antenne patch.

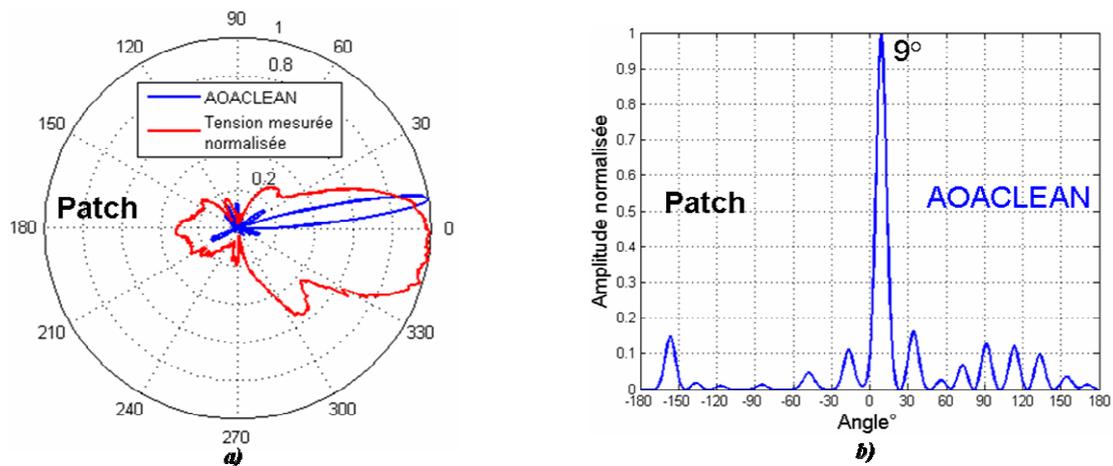


Figure III-13 : Angles d'arrivée au point E dans le cas d'un patch.

Des trajets moins énergétiques, sont également distingués Figure III-13.b). Dans le cas de l'antenne panneau Figure III-14, l'angle d'arrivée correspondant au trajet direct est localisé à -3°. En analysant particulièrement, la courbe présentée Figure III-14.b), les trajets moins énergétiques signalés dans le cas du patch, sont moins observés au niveau de l'antenne panneau.

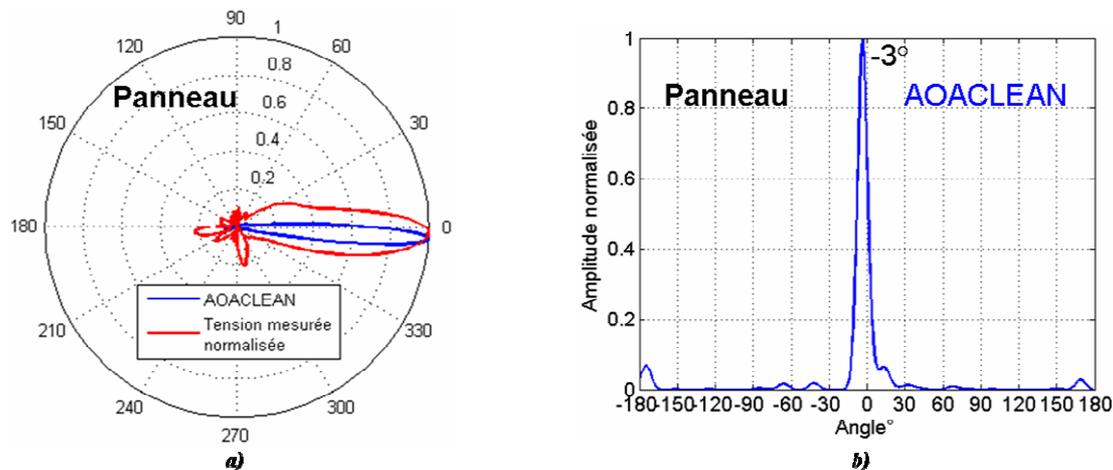


Figure III-14 : Angles d'arrivée au point E dans le cas d'un panneau

En effet, nous avons vu précédemment que l'ouverture du diagramme de l'antenne panneau à -3dB est de 18° en azimuth. En élévation, l'antenne panneau possède la même ouverture. Cependant, l'antenne patch permet une caractérisation 2D et demi de l'espace. L'ouverture du diagramme de cette antenne est de 70° en azimuth et de 50° en élévation. Les trajets arrivant avec des angles d'élévation éloignés de 0° ne sont pas localisés par le panneau, mais le sont avec le patch.

Point I :

L'environnement de mesure au point I est présenté Figure III-15.

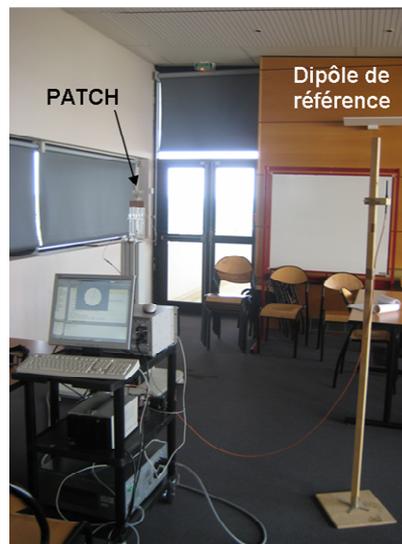


Figure III-15 : Salle A1, point I.

À la différence avec le diagramme de tension mesuré au point E, le maximum du diagramme mesuré au point I, dans le cas de l'antenne patch, est observé à 330° Figure III-16.a). Cette perturbation du diagramme peut être liée à l'environnement de mesure présenté Figure III-15 où une combinaison constructive des multitrajets a pu avoir lieu. Cependant, l'étape de la déconvolution décrite explicitement au cours du deuxième chapitre et mentionnée au niveau de la plateforme spatiale au cours de ce chapitre Figure III-7, permet de corriger la dégradation au niveau du diagramme mesuré. L'application, ensuite de AOACLEAN permet de localiser la direction principale de l'énergie à 5° Figure III-16.b). D'autres directions moins énergétiques sont localisées à -170° , -115° , -15° et 33° . Les angles d'arrivée à -170° et à -15° sont aussi observés dans le cas de l'antenne panneau Figure III-17.b). Dans le cas du panneau, la direction principale de l'énergie correspondant au trajet direct est observée à 0° .

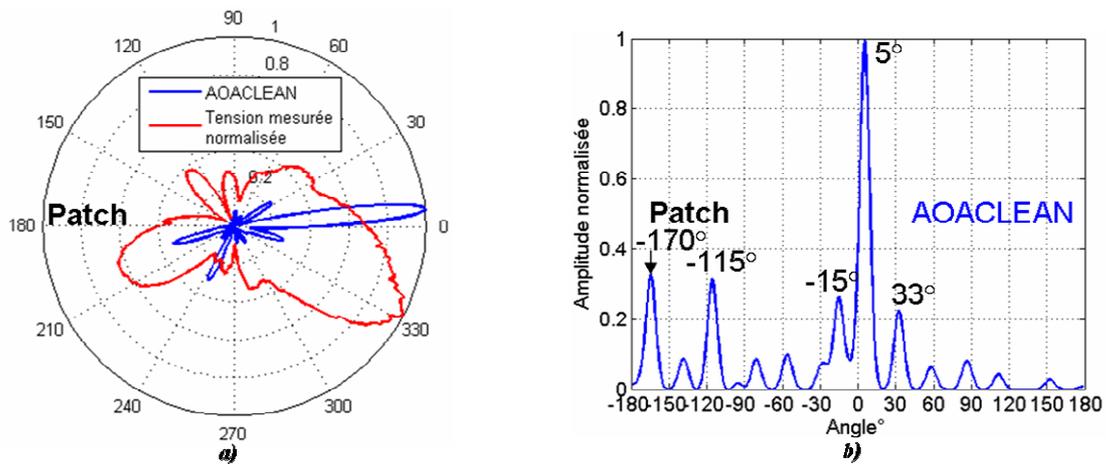


Figure III-16 : Angles d'arrivée au point I dans le cas d'un patch.

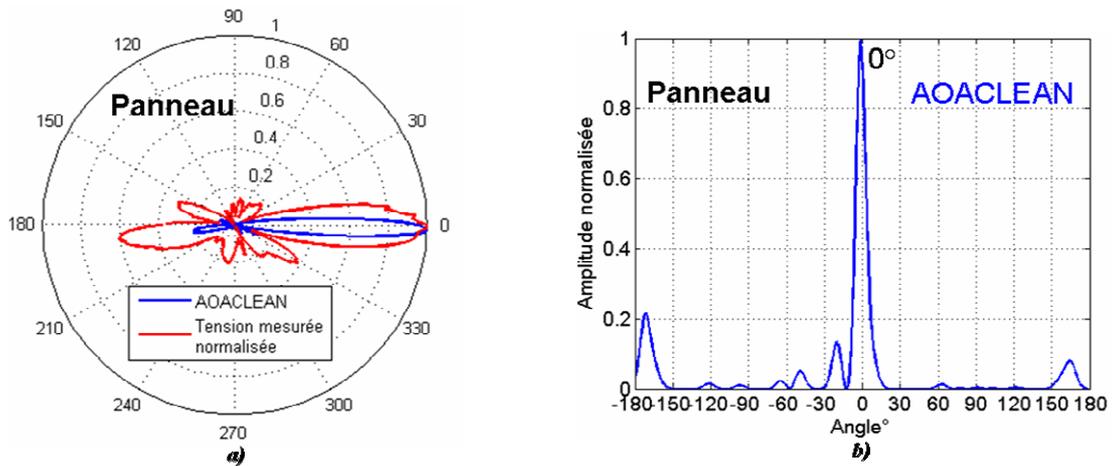


Figure III-17 : Angles d'arrivée au point I dans le cas d'un panneau.

Le Tableau III-2 dresse un bilan concernant les angles d'arrivée correspondant uniquement aux trajets directs localisés par les deux antennes. Ce bilan tient compte des résultats présentés en annexe 3.

	AOA Patch	AOA Panneau	écart angulaire	
Point B	0°	0°	0°	
Point E	9°	-3°	12°	
Point I	4°	0°	4°	
Point G	5°	0°	5°	
moyenne	4.5°	-0.6°	5.1°	7°

Tableau III-2 : comparaison entre les directions d'énergie principales localisées par les deux antennes.

En faisant la moyenne des résultats obtenus sur les quatre points de la salle A1, nous pouvons déduire que le trajet direct localisé par l'antenne patch se situe autour de 4° et celui localisé par l'antenne panneau se situe autour de 0° . La moyenne des écarts angulaires est de 7° sur les quatre points et l'écart angulaire entre les moyennes est de 5.1° . Nous précisons que ces écarts sont liés à la résolution de la méthode (cf. chapitre II) et à l'erreur de positionnement de l'antenne de réception. Un système de télémétrie nous paraît nécessaire pour des prochaines mesures afin d'éviter l'erreur au niveau de la position initiale de l'antenne patch, ainsi la résolution de notre méthode peut être évaluée plus précisément par rapport à une antenne directive.

Pour l'instant, en considérant les erreurs de positionnement comme des erreurs propres à la technique, nous pouvons conclure que les mesures en visibilité directe effectuées par le patch ont permis de localiser globalement le trajet direct autour de 4° . Sachant que l'angle d'arrivée est attendu autour de 0° , l'erreur sur les angles d'arrivée localisés par le patch s'élève à 4° .

La caractérisation angulaire effectuée dans la salle A1 confirme la prédominance du trajet direct en situation LOS. Cette prédominance a montré la capacité de notre méthode de traitement en terme de localisation avant le passage aux mesures en situation NLOS où l'information sur les angles d'arrivée est inconnue.

III.3.3. Mesures en zone d'ombre (NLOS)

Dans cette partie, nous analysons les résultats de mesures effectuées dans les salles A2 et A3. L'antenne de réception se trouvant dans ces salles, n'est plus en visibilité directe avec l'antenne d'émission placée sur le toit de la technopole. L'environnement entre l'émission et la réception ($Ex \rightarrow Rx2, Rx3$) est représenté Figure III-9 et Figure III-10.

III.3.3.1. Bilan de liaison

L'estimation de l'atténuation en appliquant la formule de Friis n'est pas applicable que pour une propagation en espace libre. Plusieurs travaux [2-6] ont été effectués afin de définir un modèle qui caractérise les pertes de puissance moyenne dans un contexte NLOS ou multitrajet. Dans ce manuscrit, nous n'avons pas cherché à estimer l'atténuation. Cependant, le module de réception est équipé d'un logiciel intégrant les fonctions principales d'un analyseur de spectre. La puissance d'émission est fixée de telle sorte à pouvoir sortir le pic correspondant à la transformée de Fourier du signal CW reçu du bruit. À la différence avec la

salle A1 où la puissance d'émission était de -15 dBm, la nouvelle puissance à l'émission pour les mesures effectuées dans les salles A2 et A3 est de -10 dBm.

III.3.3.2. Résultats des mesures

Nous analysons dans un premier temps les résultats de mesures effectuées dans la salle A2 au point J. Les résultats concernant les points L et N sont présentés en annexe 3. Ensuite, nous nous intéressons aux mesures effectuées dans la salle A3.

III.3.3.2.a Situation NLOS (salle A2)



Figure III-18 : Mesures effectuées dans la salle A2.

Point J :

L'application de AOACLEAN sur le vecteur de tension mesuré par l'antenne patch permet de distinguer deux directions principales d'énergie à -34° et à 23° Figure III-19. À la différence avec les mesures en visibilité directe, le diagramme de tension mesuré par l'antenne patch est plus dispersé.

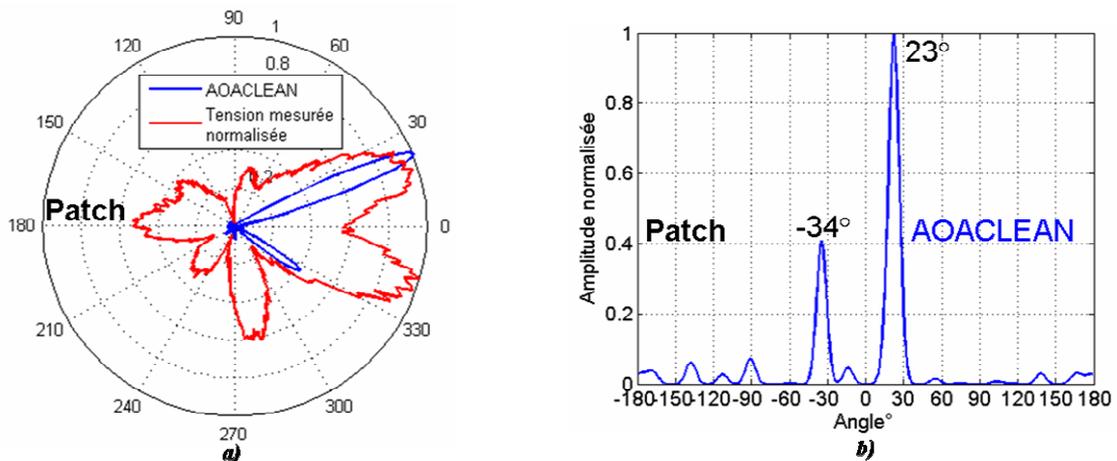


Figure III-19 : Angles d'arrivée au point J dans le cas d'un patch.

Les deux trajets localisés par le patch sont aussi observés par l'antenne panneau Figure III-20. Un décalage de l'ordre de 12° est observé entre les angles d'arrivée localisés par les deux antennes. Un angle d'arrivée vu principalement par l'antenne panneau est observé à 176° Figure III-20.b). Une explication peut justifier l'absence de ce trajet au niveau des angles détectés par l'antenne patch. En effet, le filtrage adaptatif appliqué sur la tension mesurée (détaillé au cours du deuxième chapitre) peut masquer ou révéler certains angles d'arrivée. Sur l'ensemble des mesures effectués au cours de ce travail, les angles d'arrivée localisés par l'antenne panneau ont été également localisés par l'antenne patch et une supériorité concernant le nombre de trajets détectés était en faveur du patch. Nous avons vu précédemment que cela est dû à l'ouverture du patch qui est large dans les deux plans d'azimut et d'élévation. Cependant, la localisation d'un trajet de plus par l'antenne panneau dans ce cas de mesure, montre que le filtrage appliqué avant la déconvolution peut être sévère dans le cas de l'antenne patch. En effet, le rapport signal sur bruit dans le cas de l'antenne panneau est plus important vu la directivité de cette antenne. Ainsi, un filtrage moins sévère peut être appliqué sur la tension mesurée par le patch afin de révéler des éventuels trajets masqués. Par conséquent, un tel filtrage laisse passer plus du bruit qui va augmenter le nombre des pics parasites au niveau du signal AOA après la déconvolution. Cependant cette tolérance au niveau du filtre appliqué peut être compensée après l'application du AOACLEAN. Malgré cette observation, nous n'avons effectué aucun changement au niveau du filtre appliqué sur la tension mesurée par l'antenne patch afin de pouvoir comparer les résultats obtenus par les deux antennes en les traitant sous les mêmes conditions.

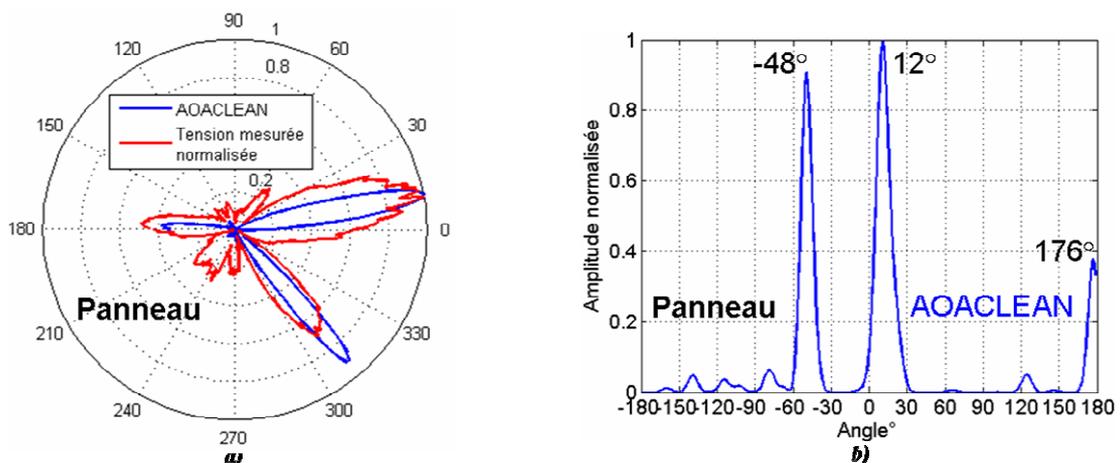


Figure III-20 : Angles d'arrivée au point J dans le cas d'un panneau.

III.3.3.2.b Situation NLOS (salle A3)

Dans cette partie, nous analysons les résultats de mesures effectuées aux points P de la salle A3. Les résultats obtenus aux points Q et R dans cette salle sont présentés en annexe 3.



Figure III-21 : Mesures effectuées dans la salle A3.

Point P :

Le diagramme de tension mesuré par l'antenne patch au point P est présenté Figure III-22.a). Nous constatons que ce diagramme est fortement dégradé. L'application de AOACLEAN permet de retrouver les directions principales de l'énergie à -167° , -148° et 7° Figure III-22.b). Les angles d'arrivée trouvés après l'application de AOACLEAN sur le vecteur de tension mesuré par l'antenne panneau Figure III-23 coïncident avec ceux trouvés dans le cas de l'antenne patch. Les angles d'arrivée sont à -167° , -150° et 5° . Des directions moins énergétiques sont également observées par les deux antennes.

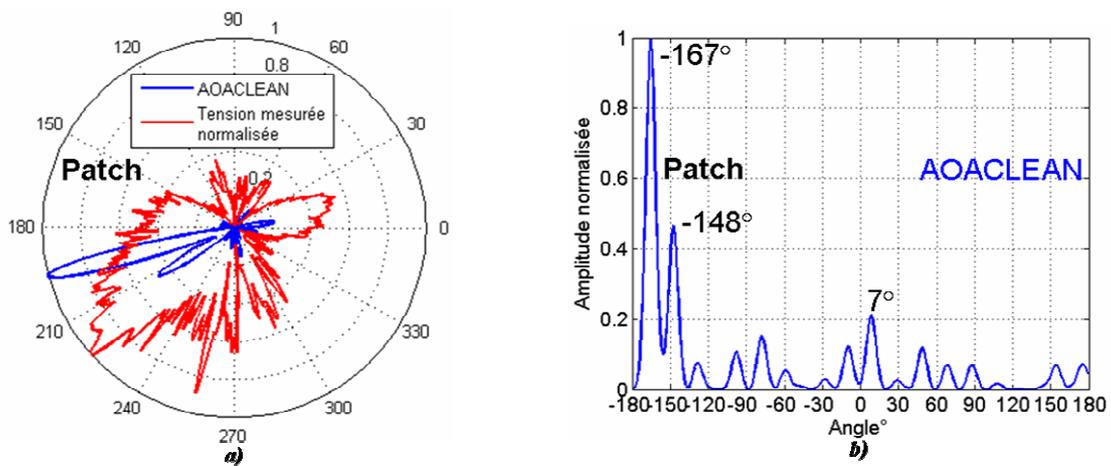


Figure III-22 : Angles d'arrivée au point P dans le cas d'un patch.

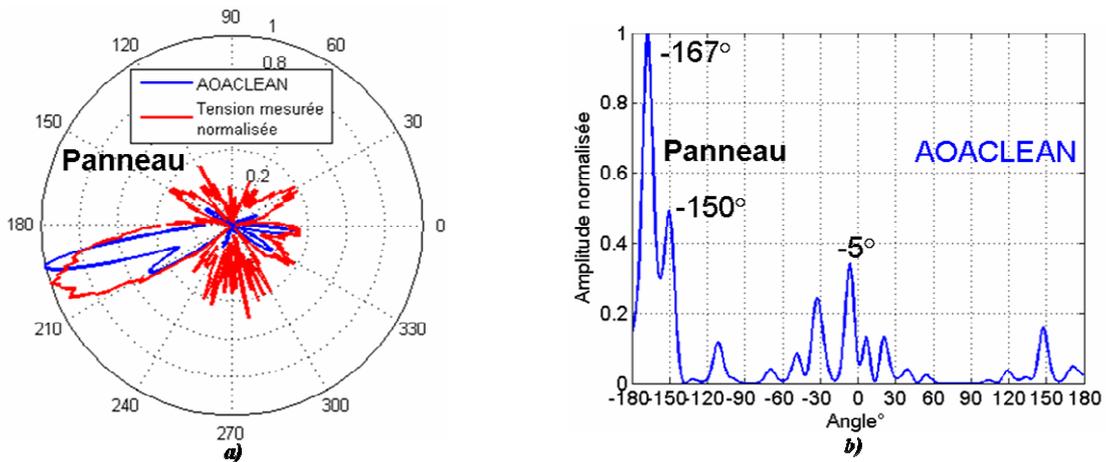


Figure III-23 : Angles d'arrivée au point P dans le cas d'un panneau

III.3.4. Conclusion

En comparant, l'ensemble des résultats obtenus par les deux antennes, nous constatons que les angles d'arrivée localisés sont globalement les mêmes. La méthode AOACLEAN proposée nous permet ainsi de s'affranchir de l'effet antennaire d'une manière considérable et le modèle issu de ces mesures ne sera pas restreint aux antennes utilisées mais il sera valide pour n'importe quel type d'antenne ne présentant pas forcément un maximum de directivité.

Concernant les mesures, nous avons débuté par le cas de visibilité directe, qui a permis la validation de la méthode AOACLEAN dans un environnement réel. En prenant en compte les résultats obtenus dans la salle A1(LOS) et les résultats montrés au cours du deuxième chapitre (mesures en chambre), nous pouvons confirmer que les angles d'arrivée trouvés après traitement dans une situation NLOS, correspondent bel et bien à des directions d'énergie. Nous précisons aussi, que l'utilisation de l'antenne panneau directive a permis d'évaluer les capacités de notre méthode de traitement et de confirmer l'exactitude des angles d'arrivée localisés.

Nous rappelons que cette caractérisation spatiale est effectuée pour une seule polarisation et dans un seul plan (le plan azimutal). Les futurs travaux seront focalisés sur la discrimination des angles d'arrivée suivant leurs polarisations dans un plan et le passage aux mesures des angles d'arrivées dans les deux plans d'azimut et d'élévation. Ces études seront facilitées par l'utilisation d'une antenne peu directive. La technique de mesure et la méthode de traitement développées au cours de cette thèse vont être étendues et modifiées afin de couvrir l'ensemble des objectifs visés.

III.4. Caractérisation spatio-temporelle du canal de propagation

Dans cette partie, nous cherchons à mesurer la réponse spatio-temporelle d'un canal invariant dans le temps. Les contraintes de stationnarité sont liées aux techniques de mesure utilisées. Les données collectées de mesures vont nous permettre d'extraire les paramètres caractéristiques du canal tels que la dispersion temporelle et angulaire.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons détaillé le sondeur spatial basé sur la technique de rotation. Notre méthode de traitement associée à cette technique de mesure avait pour but la détermination des angles d'arrivée. Dans cette partie, une technique de mesure temporelle (corrélation glissante) intégrera notre plateforme de mesure. Cette technique a été choisie d'après les conclusions du premier chapitre. Dans le paragraphe suivant, la mise en œuvre de cette technique sera détaillée, en tenant compte des équipements qui sont à notre disposition. L'étude sera ensuite focalisée, sur l'association de cette technique et celle de rotation d'antenne. Cette étude nous mènera à un nouveau sondeur qui gardera l'architecture du premier sondeur spatial décrit précédemment. Les changements apportés seront au niveau de traitement des données émises et reçues. Ensuite, nous expliquerons la manière d'appliquer AOACLEAN dans un contexte spatio-temporel. Ce concept sera validé par des simulations numériques. L'ensemble de ces détails, sera traduit à travers une nouvelle plateforme dédiée aux mesures spatio-temporelles. Une validation de cette plateforme sera effectuée par des mesures en environnement indoor (une grande salle permettant de tester plusieurs situations). Enfin, la caractérisation spatio-temporelle de l'environnement outdoor to indoor sera établie à 3.5GHz. Nous montrerons les résultats de mesures effectuées dans les mêmes salles et aux mêmes points présentés Figure III-10.

III.4.1. Mise en œuvre de la technique de la corrélation glissante.

Nous rappelons que cette technique utilise les propriétés d'autocorrélation des séquences PN. Au cours du premier chapitre, nous avons vu que le code PN transmis sera corrélé avec un code PN généré au niveau de la réception. Cette corrélation effectuée avant l'acquisition des données est assumée par un corrélateur (mélangeur et un intégrateur). Dans notre étude, l'étape de la corrélation est différée pour un post-traitement numérique sous MATLAB. La Figure III-24 illustre les modifications apportées pour la mise en œuvre de la technique de corrélation glissante. Au niveau de l'émission, la génération de la séquence PN et la mise en forme des données sont effectuées sous Matlab. La séquence PN transmise est le résultat de concaténation de deux séquences PN2 et PN1 qui ont la même longueur.

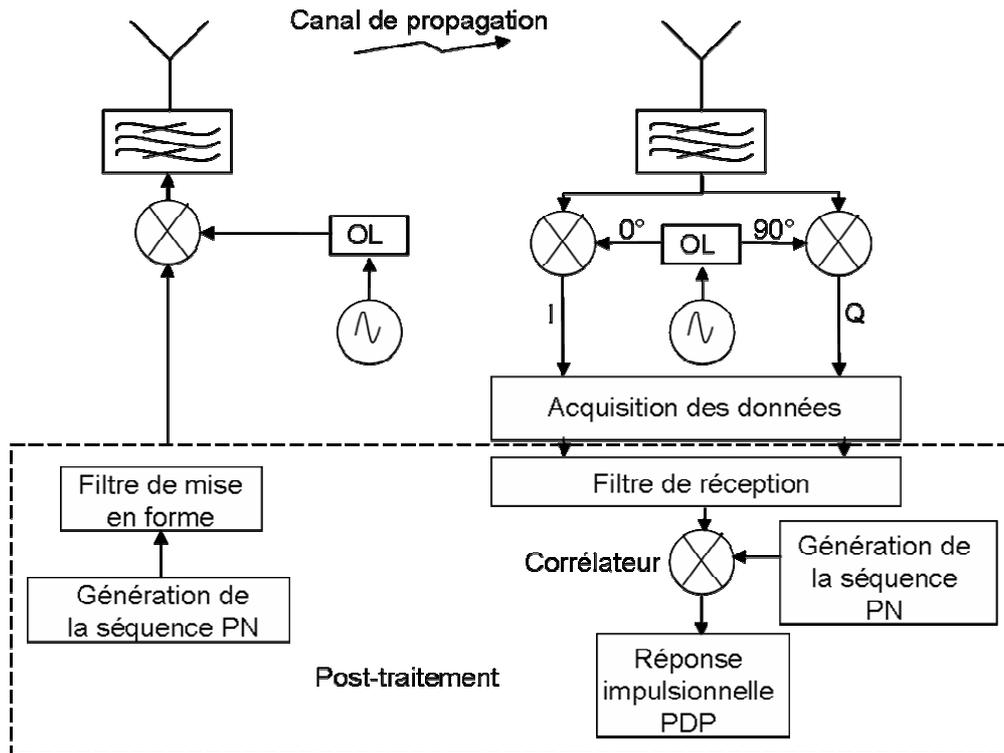


Figure III-24 : Mise en œuvre de la technique de la corrélation glissante.

Un générateur de séquence PN est formé par r registres. La longueur d'une séquence est donnée par $N_c = 2^r - 1$. Dans notre cas, nous avons généré les deux séquences PN1 et PN2 avec 9 registres, ce qui fait une longueur de 511 bits pour chaque séquence. La séquence PN obtenue par concaténation a une longueur de 1022 bits. Une mise en forme de cette séquence consiste à effectuer une modulation BPSK suivie d'un filtrage en racine de cosinus surélevé afin de limiter la bande du signal PN émis. Ainsi, la séquence PN est échantillonnée à la fréquence 64MHz. La fréquence maximale d'échantillonnage du générateur du module d'émission (III.2.1) est de 66MHz Figure III-25. Un facteur de sur échantillonnage de 4 a été fixé ce qui conduit à une séquence transmise au générateur, composée de 4088 échantillons.

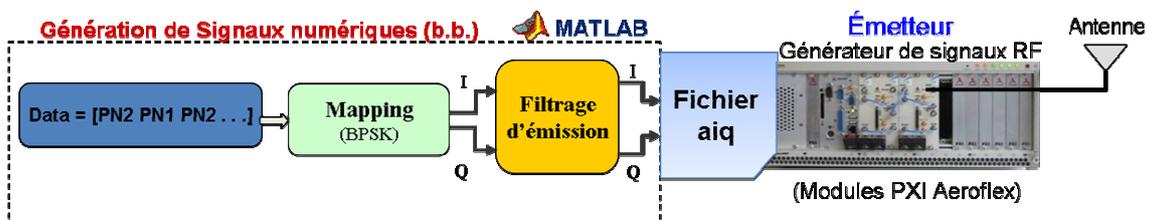


Figure III-25 : Module d'émission de la plateforme de mesures temporelles.

Un fichier ACSII (*format .txt*) créé sous-Matlab contient les valeurs de chaque échantillon de la séquence PN filtrée et modulée en BPSK. Ce fichier est converti en format *aiq* lisible par le générateur RF du module de l'émission. Ce fichier contient la séquence à émettre en bande de base. Ensuite, le générateur envoie en boucle la séquence PN sur une fréquence porteuse de 3.5 GHz. Le fichier en format *aiq* est affecté au générateur au moyen du logiciel PXI (III.2.4). L'ensemble de ces détails est illustré Figure III-26.

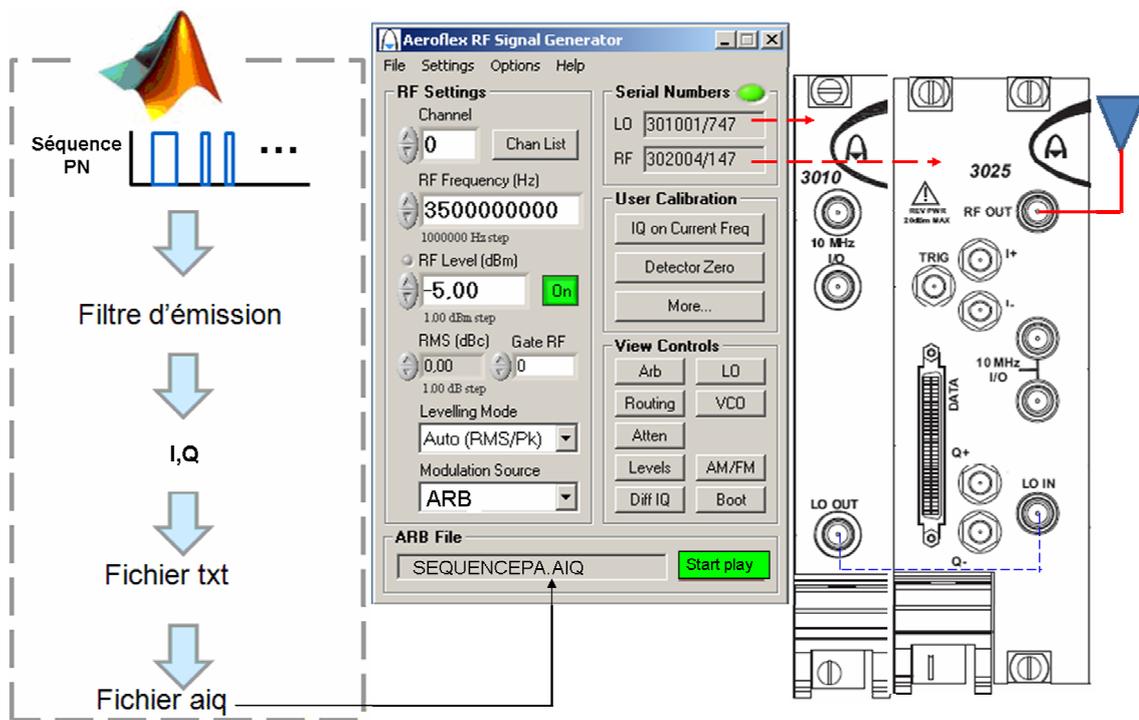


Figure III-26 : La communication entre l'ensemble des logiciels et le module d'émission.

À la réception Figure III-27, le numériseur (III.2.1) transpose les signaux RF à la fréquence intermédiaire de 77 MHz pour être numérisés. Les données IQ qui résultent de la numérisation sont acquises dans Matlab.

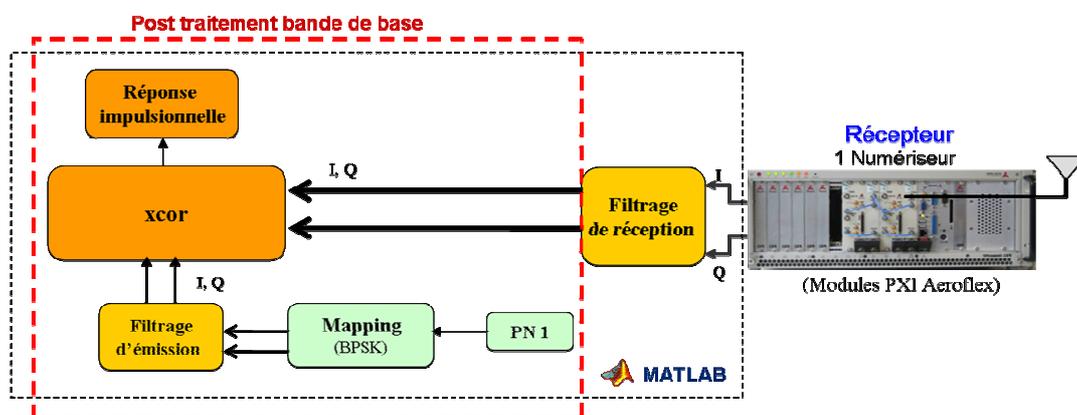


Figure III-27 : Module de réception de la plateforme de mesures temporelles

Nous précisons qu'une phase de démarrage est nécessaire pour déclencher la réception. En effet, le module périphérique de la réception (synthétiseur, numériseur) est spécifié par Matlab ainsi que la fréquence d'échantillonnage, le nombre d'échantillons à capturer et la puissance maximale en entrée. La fréquence d'échantillonnage à la réception est de 64 MHz et nous capturons 12264 échantillons, l'équivalent de trois fois la taille d'une séquence PN. Ce nombre d'échantillons permet d'assurer la capture d'une séquence PN complète.

Le traitement en bande de base au niveau de la réception, consiste à réaliser un filtrage sur les signaux en quadrature IQ de façon à minimiser la bande du bruit. Le filtre utilisé a la même réponse impulsionnelle que celui en émission, il est de type « racine de cosinus surélevé ». Le couple filtre d'émission-filtre de réception est équivalent à un filtre Nyquist ce qui permet d'éviter les interférences entre symboles.

Après le filtrage de réception, les données reçues sont corrélées avec la même séquence PN1 générée au niveau de l'émission. PN1 va subir le même traitement qu'en émission avant la corrélation. Nous rappelons que le signal émis est composé de deux séquences PN2 et PN1 alors que la corrélation est faite uniquement avec la séquence PN1. La séquence PN2 est orthogonale à PN1 ce qui permet de bien identifier le pic de corrélation. Vu que nous capturons l'équivalent de trois séquences PN, nous aurons trois pics de corrélation. Ces pics apparaissent tous les $4 \cdot (2^9 - 1) \cdot 2$ où 4 est le facteur de sur échantillonnage défini à l'émission et $(2^9 - 1) \cdot 2$ est la taille de la séquence PN. Une troncature est effectuée autour du plus grand pic de corrélation afin de pouvoir analyser les retards des différents trajets présents dans cette troncature. Les retards obtenus sont relatifs par rapport à l'instant qui correspond au pic de corrélation sélectionné. La résolution temporelle est obtenue en divisant le facteur de sur échantillonnage par la fréquence d'échantillonnage appliquée à l'émission et à la réception. Dans notre cas, la résolution temporelle est de 62,5 ns ($4 / (64 \text{ MHz})$). La résolution spatiale équivalente est de 18,75 m.

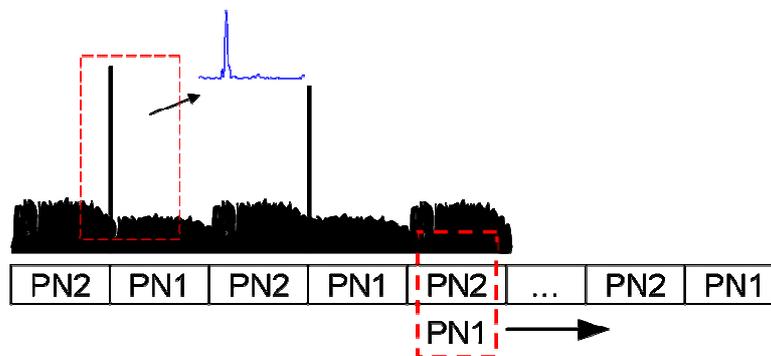


Figure III-28 : Corrélation glissante entre la séquence PN1 et la séquence PN2.

III.4.2. Technique de mesure conjointe spatiale et temporelle

L'idée de départ est de coupler deux techniques de mesure. La première est celle de rotation, utilisée pour le sondage spatial et la deuxième est celle de la corrélation glissante, dédiée au sondage temporel. La combinaison de ces deux techniques consiste à garder le principe d'émission présenté Figure III-25 et de mesurer, en faisant tourner l'antenne du système de réception Figure III-27, la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal pour chaque position angulaire de l'antenne. Dans un premier temps, nous allons présenter notre procédure d'application de AOACLEAN dans le domaine spatio-temporel.

III.4.2.1. AOACLEAN dans un contexte spatio-temporel

Les RI obtenues aux différents angles Figure III-29 représentent la réponse spatio-temporelle du canal de propagation. Cependant, un traitement de cette réponse est obligatoire afin d'éliminer le bruit et les faux trajets. La réponse obtenue après traitement permet d'identifier les trajets d'énergie en angle et en retard.

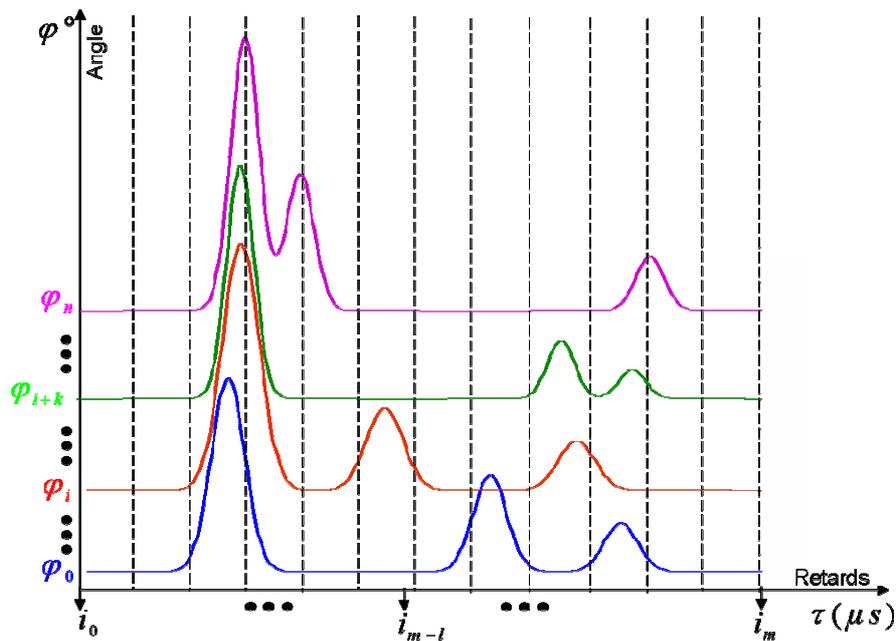


Figure III-29 : Les RI obtenus pour chaque pas de rotation de l'antenne de réception.

Le traitement consiste à récupérer les valeurs complexes des RI obtenues instant par instant. Les valeurs récupérées à un instant donné i_{m-l} , forment un vecteur de tension complexe de taille $(n+1)$. Cette taille correspond au nombre de points sondés pendant la rotation de l'antenne. Ainsi, nous allons obtenir une matrice de vecteurs tension. Ces vecteurs sont désormais fonction du temps et de l'angle Figure III-30.

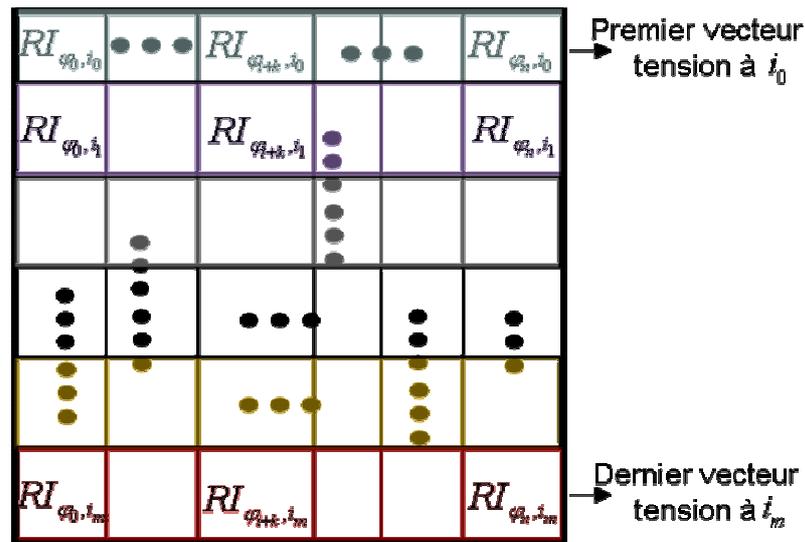


Figure III-30 : Collection des RI sous forme de vecteurs tensions.

Chaque vecteur tension obtenu sera filtré et déconvolué par le diagramme complexe de l'antenne rotative et AOACLEAN sera appliqué sur les signaux AOA qui résultent des déconvolutions. Ainsi, en regroupant tous les signaux obtenus, après l'application de AOACLEAN, nous obtenons la réponse spatio-temporelle du canal de propagation. Les trajets figurant dans cette réponse correspondent aux vraies directions d'énergie. Nous précisons que notre traitement en appliquant AOACLEAN diffère de celui appliqué dans la littérature [7-8] où CLEAN de Högbom (version de base) est appliqué sur la réponse spatio-temporelle en temps qu'image. Nous avons vu au cours du deuxième chapitre que la version de base de Högbom souffre de deux défauts : premièrement, les phases des différents points constituant l'image ne sont pas prises en compte et deuxièmement, la difficulté de savoir à quel moment, nous devons arrêter l'exécution de CLEAN. Ainsi, l'absence de la notion de phase dans ce traitement va engendrer forcément une perte au niveau des trajets localisés et le seuil souvent choisi pour arrêter l'algorithme nécessite une connaissance parfaite du niveau de bruit.

La partie suivante est consacrée à la validation de notre proposition qui consiste à traiter, par AOACLEAN, les RI obtenues après l'implémentation de la technique sous ADS-PTOLEMY.

III.4.2.2. Implémentation et Simulation numérique

La représentation des signaux sous une forme numérique : paquets de données, symboles de modulation, signaux échantillonnés... est la base des simulateurs à événements discrets.

Ces simulateurs ont connu un grand succès, notamment à partir du projet Ptolemy développé à l'université de Berkeley [9]. Fondamentalement, il s'agit de simulations dans lesquelles les blocs fonctionnels ont un comportement autonome : dès que les entrées nécessaires existent, les sorties sont calculées et rendues disponibles pour les blocs suivants. Compte tenu des différents formats de données présentes tout au long de la chaîne de transmission, les logiciels de simulations sont en général équipés de modules nécessaires à l'échange des données entre eux. Ainsi, la co-simulation garantit le fonctionnement de plusieurs simulateurs en parallèle pour permettre une résolution globale d'un problème en échangeant leurs données en temps réel. Dans notre cas, les échanges de données vont se faire entre ADS-PTOLEMY et MATLAB Figure III-31.

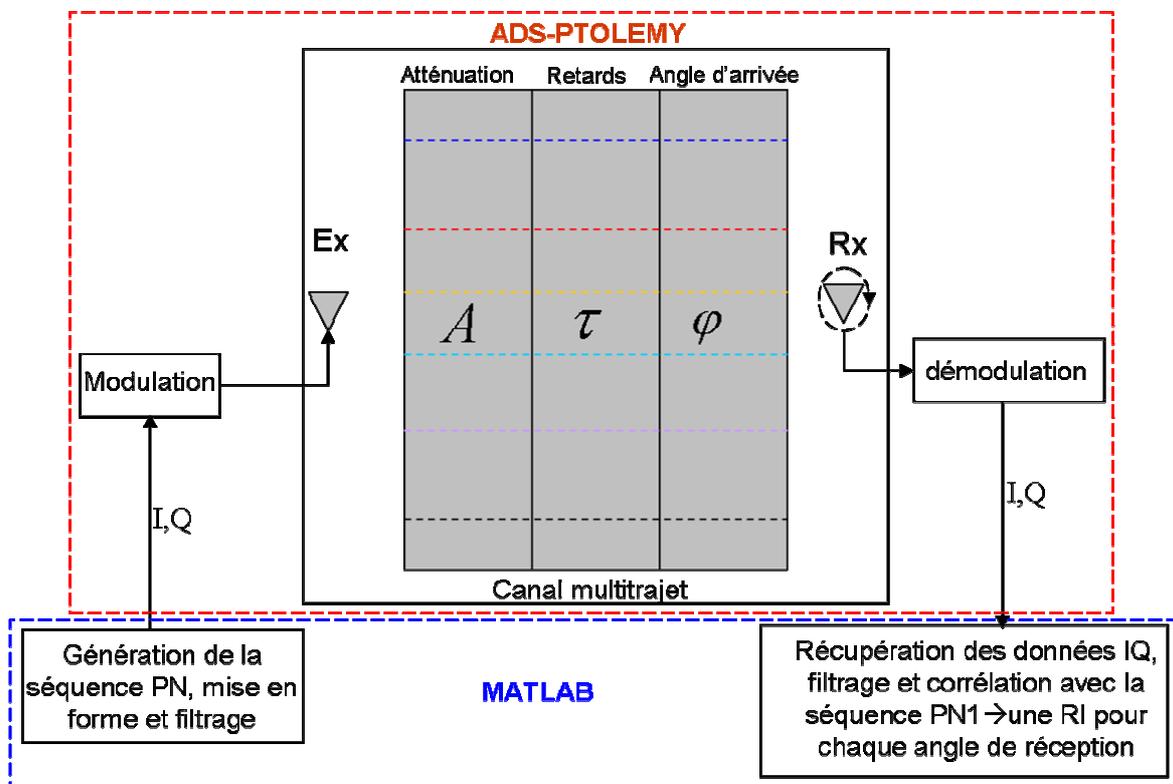


Figure III-31 : L'automatisation de la technique conjointe pour une co-simulation ADS-Ptolemy/Matlab.

La Figure III-31 va se traduire sous formes de différents modules. Nous simulons un canal de propagation multitrajet à la fréquence 3.5 GHz. Nous considérons dans cette étude que la propagation s'effectue par deux trajets atténués, retardés en provenance de deux directions différentes Figure III-32. Le module portant le numéro 1 de la Figure III-32 comporte deux blocs. Le premier bloc fait appel à MATLAB pour la génération, le filtrage et le sur-échantillonnage de la séquence PN en bande de base. Le signal IQ résultant va passer par le deuxième bloc qui va le transposer à 3.5 GHz.

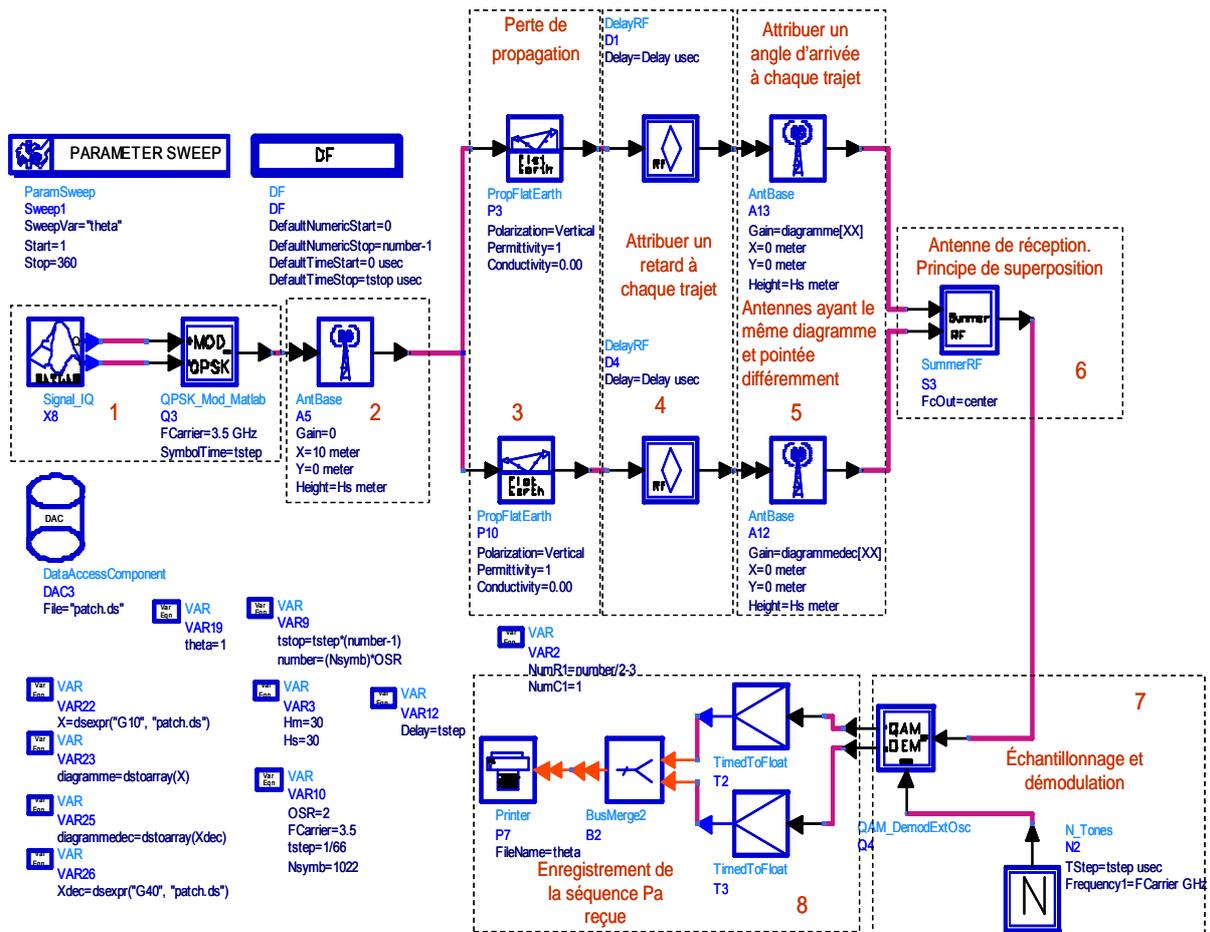


Figure III-32: Simulation de la technique de mesure spatio-temporelle.

Le signal RF résultant, va rentrer dans le bloc du module numéro 2. Ce bloc représente une antenne omnidirectionnelle de gain 0 dB placée à 10 m de l'antenne de réception. Le signal en sortie de l'antenne va être atténué au niveau du troisième module. L'atténuation calculée dans ce module selon la formule de Friis prend en compte la position des antennes d'émission et de réception. C'est à partir du quatrième module que nous prenons en compte l'effet multitrajet. Dans ce cas de simulation et afin de simplifier l'étude, nous nous limitons à deux trajets sur lesquels nous imposons deux retards différents. Dans le module numéro 5, nous attribuons un angle d'arrivée à chaque trajet. En effet, ce module contient deux antennes co-localisées. Ces antennes font appel aux valeurs des deux vecteurs (var23 et var25) contenant chacun 360 valeurs représentant le diagramme de rayonnement de l'antenne patch mesuré tous les 1°. Nous précisons que ces deux vecteurs contiennent les mêmes valeurs mais décalées. Ce décalage est fait de telle manière à avoir deux directions d'arrivée à 10° et 40°. En effet, la simulation est gérée par deux contrôleurs : le contrôleur DF (Data Flow) qui contrôle le flux des signaux numériques et temporels. Ainsi la durée de la simulation locale

est définie au niveau de DF. La simulation locale concerne l'aspect temporel de la technique de mesure dès la génération de la séquence PN jusqu'à la récupération de la séquence en bande de base, à la sortie du module numéro 8. Durant cette première simulation locale, la première valeur du vecteur var23 et celle du vecteur var25 sont affectées aux gains des deux antennes co-localisées du bloc numéro 5. En sommant les signaux à la sortie de ces deux antennes, nous avons désormais, le signal reçu par l'antenne patch suivant un angle donné. Le deuxième contrôleur SP (Sweep Parameters), va répéter la simulation locale gérée par DF, en variant l'angle (Var 19), afin de couvrir l'ensemble des valeurs de var23 et var25. Ainsi, SP nous permet d'effectuer la simulation globale de la technique en tenant compte de son aspect spatial. Le signal RF sortant du module numéro 6 rentre dans le module numéro 7 où il est échantillonné autour de 3.5 GHz à la fréquence 66MHz ensuite il est démodulé. Le signal IQ (la séquence PN reçue) sortant du module numéro 7 est mis sous format complexe et enregistré au niveau du module numéro 8. Ainsi, en faisant varier l'angle de 1 jusqu'à 360, nous aurons 360 séquences PN reçues. Chaque séquence correspond à un angle donné. Ces séquences seront corrélées sous MATLAB avec la séquence PN1 définie en III.4.1 afin d'obtenir les RI équivalentes aux différentes séquences reçues. Ensuite AOACLEAN est appliqué selon la procédure décrite en III.4.2.1 afin d'obtenir la réponse spatio-temporelle non bruitée du canal. Le résultat obtenu en traitant les données collectées de la simulation est présenté Figure III-33.a. La Figure III-33.b montre le résultat obtenu dans le cas où la simulation est effectuée en remplaçant le patch par le panneau.

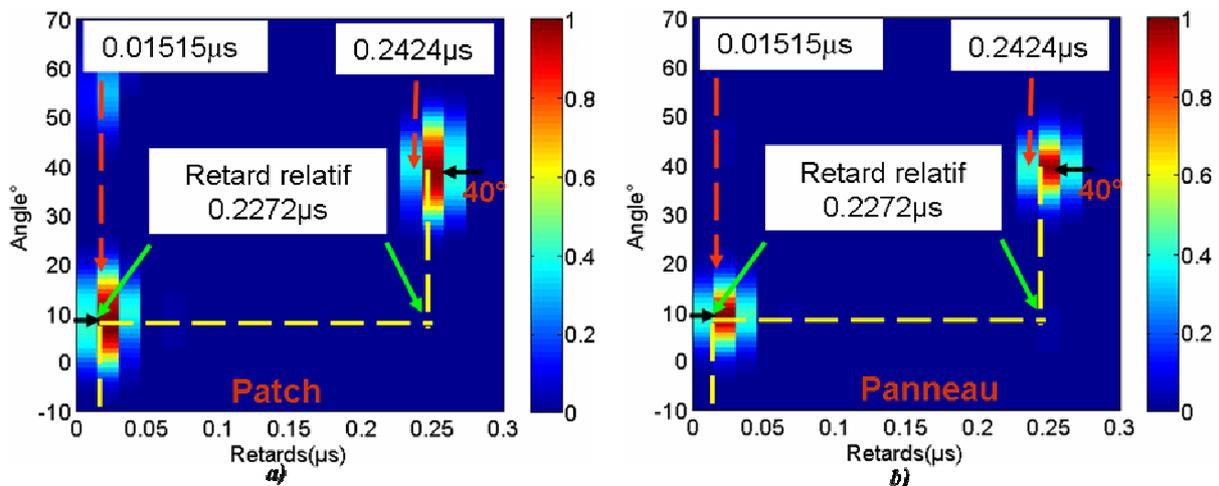


Figure III-33 : Réponse spatio-temporelle après traitement.

Les retards fixés durant la simulation sont bien visibles au niveau de la réponse spatio-temporelle traitée dans les deux cas de la Figure III-33. En effet le premier retard imposé était

de $1/66 \mu\text{s}$ et le deuxième était de $16/66 \mu\text{s}$ ce qui fait un retard relatif attendu de $15/66 \mu\text{s}$. Les angles d'arrivée des deux trajets sont détectés à 10° et 40° pour les deux antennes patch et panneau. Ces résultats montrent que l'application de AOACLEAN telle qu'elle est expliquée en III.4.2.1, va nous permettre d'avoir la réponse spatio-temporelle du canal de propagation où les trajets qui correspondent à des directions d'énergie sont localisés par leurs angles et leurs retards. Des résultats concernant d'autres cas simulés sont présentés en annexe 3. La mise en place de la technique sur notre banc de mesure est l'objet du paragraphe suivant. Nous précisons que cette simulation peut être étendue, dans des futurs travaux, afin d'estimer la résolution de la méthode proposée en fonction du SNR.

III.4.2.3. Plateforme de mesure spatio-temporelle

La mise en œuvre de la technique de mesure conjointe consiste à conserver le module d'émission Figure III-25 et à intégrer la technique de rotation (positionneur) au niveau du module de réception Figure III-27. Le nouveau module de réception obtenu est illustré Figure III-34.

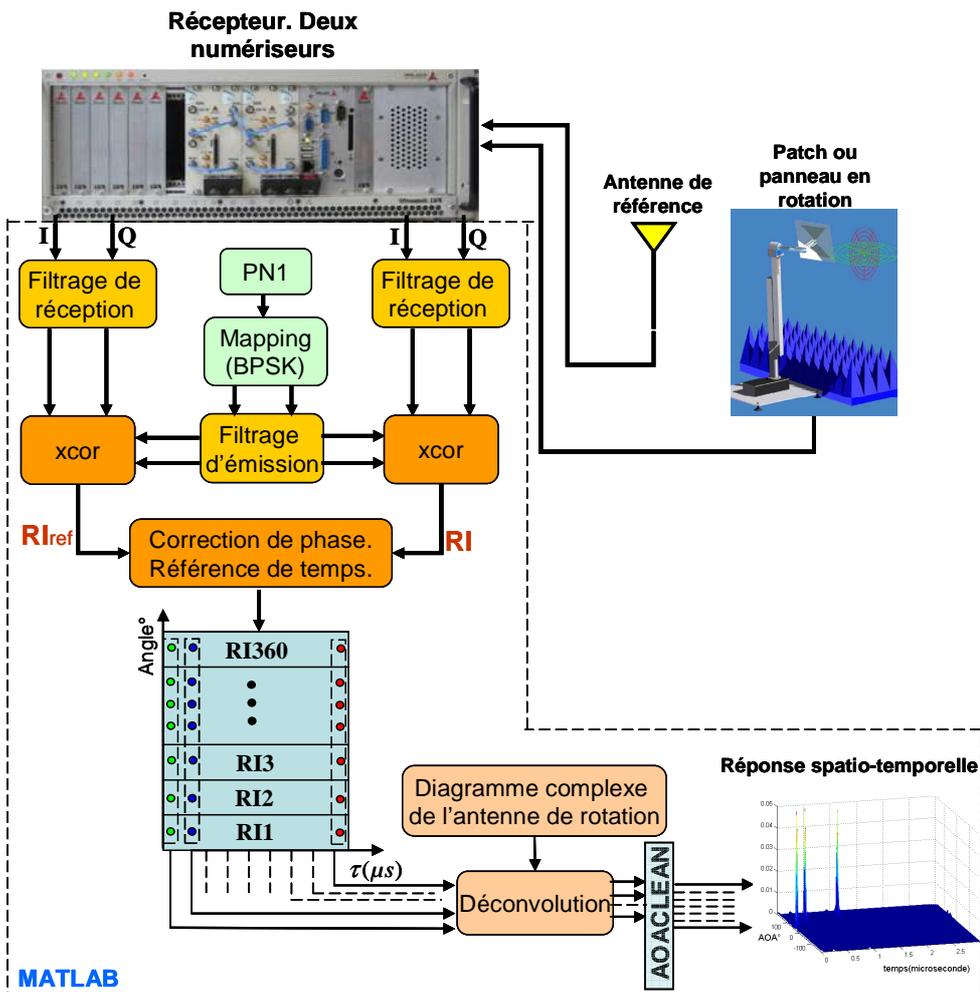


Figure III-34 : Module de réception de la plateforme de mesure spatio- temporelle

Le positionneur va permettre à l'antenne de réception (patch ou panneau) de couvrir l'espace angulaire azimuthal. Cela conduit à un sondage temporel du canal, effectué pour chaque position de l'antenne de réception et ainsi nous qualifions ce type de sondage de « spatio-temporel ».

Au cours du sondage spatial du canal de propagation, une antenne de référence a été insérée dans le dispositif de réception dans le but de corriger la phase du signal reçu par l'antenne rotative Figure III-7. Dans la nouvelle plateforme Figure III-34, cette antenne est toujours présente pour corriger les dérives de fréquence et de phase. En effet, pour chaque position de l'antenne de réception, une mesure simultanée est effectuée sur cette antenne et celle de référence (dipôle). Dans ce cas, l'antenne de référence permet d'avoir non seulement une référence de phase mais aussi une référence de temps. Premièrement, la réponse impulsionnelle RI obtenue en corrélant la séquence PN reçue avec la séquence PN1 pour une position donnée de l'antenne de réception, est recalée en phase par rapport à RI_{ref} . RI_{ref} est obtenue après une corrélation glissante entre la séquence reçue par l'antenne de référence et la séquence PN1. Deuxièmement, RI est recalée en temps par rapport à RI_{ref} . En effet, pour chaque angle de rotation, nous allons prendre l'indice du pic de corrélation de RI_{ref} et ainsi le début de RI est défini par rapport à cette indice. Les RI obtenues suivant les différents angles sont ainsi recalées en phase et en temps par rapport à l'antenne de référence. Ensuite, la réponse spatio-temporelle du canal est obtenue en appliquant la procédure décrite dans III.4.2.1 sur la matrice contenant tous ces RI. Afin de tester la nouvelle plateforme, des mesures ont été effectuées dans une grande salle Figure III-34. Il est important de préciser que nous ne cherchons pas à caractériser ce type d'environnement (Indoor) mais de s'assurer du bon fonctionnement de la plateforme de mesure spatio-temporelle.

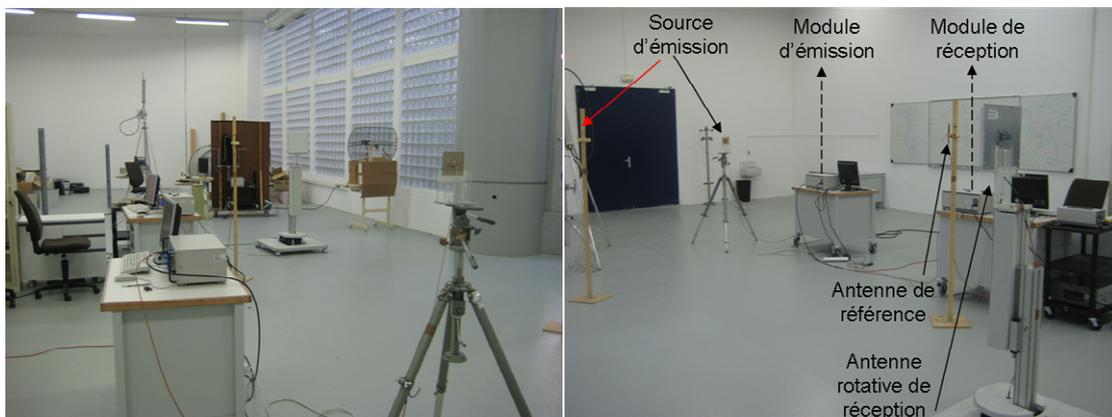


Figure III-35 : Deux perspectives de la salle de mesure.

La Figure III-35, montre le cas où deux sources émettrices (un patch et un dipôle) ont été utilisées pour créer le canal de propagation. Ces deux sources ont été espacées de 30° et les deux trajets sont attendus autour de 10° (dipôle) et de -20° (patch). Ces angles d'arrivée sont estimés en se basant sur la configuration géométrique donnée par les positions des sources émettrices et l'antenne tournante de réception.

Au niveau de la réception, nous montrons le cas où nous avons utilisés l'antenne patch et une antenne dipôle de référence. La Réponse Spatio-Temporelle (RST) mesurée est présentée Figure III-36. La tâche rayonnante observée autour de 0° ne permet pas de distinguer deux trajets.

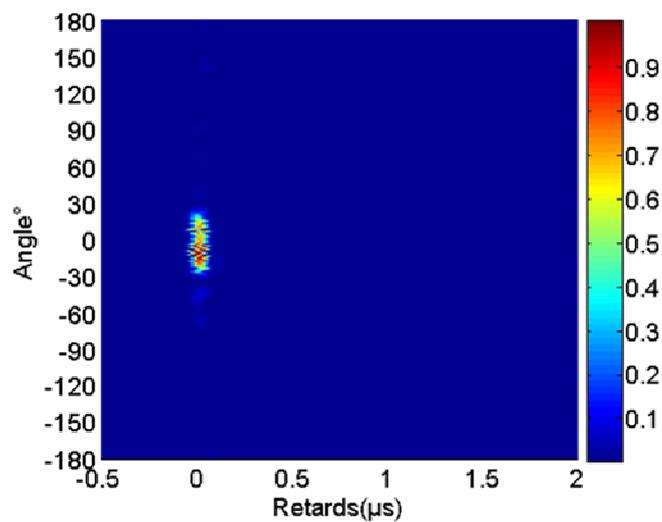


Figure III-36 : RST du canal (deux sources émettrices et un patch en réception)

La nouvelle réponse spatio-temporelle obtenue Figure III-37.a), après la déconvolution et l'application de AOACLEAN, montre deux directions d'énergie séparées par leurs angles d'arrivée autour de 10° et de -20° . Ces deux trajets ne sont pas distingués en terme de retard. En effet, pour séparer deux trajets par leurs retards, il faut qu'un trajet parcoure 18,75 mètres de plus que l'autre trajet. Cette distance a été déduite précédemment de la résolution temporelle calculée dans III.4.1. Nous précisons que la fréquence d'échantillonnage est de 64 MHz. D'après la Figure III-35, l'antenne de réception (patch ou panneau) est en visibilité directe avec les sources d'émissions (un patch et un dipôle). Nous précisons que la distance séparant le dipôle (source émettrice) de l'antenne de réception est inférieure à celle séparant le patch (source émettrice) de l'antenne de réception. Cependant la différence entre ces deux distances est inférieure à 18.75 mètres ce qui empêche la séparation des trajets provenant de ces antennes par leurs retards. La projection de la réponse spatio-temporelle Figure III-37.a)

sur le domaine angulaire Figure III-37.b) permet de voir les principales directions d'énergie quels que soient leurs retards. La projection de la réponse sur l'axe des temps, montre les retards relatifs des différents trajets quels que soient leurs angles d'arrivée. Dans notre cas, une lecture simultanée de ces deux projections confirme l'arrivée de deux trajets en même temps suivant deux directions à 10° et à -20° . Le pic autour de 10° qui correspond au dipôle, est moins important que celui du patch. Cette différence au niveau de l'amplitude est liée aux gains des deux antennes.

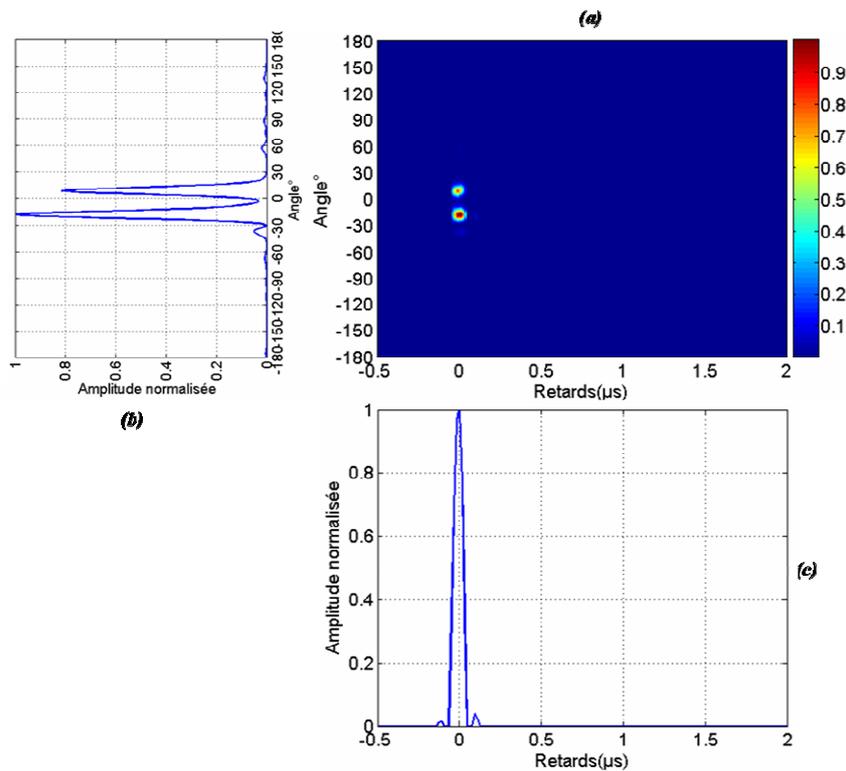


Figure III-37 : Réponse spatio-temporelle après traitement.

Plusieurs cas de mesures ont été testés dans cette salle. L'ensemble de ces mesures nous a permis de vérifier le fonctionnement de notre plateforme de mesure avant de passer à la caractérisation spatio-temporelle du canal dans le contexte outdoor-to-indoor.

III.4.3. Campagne de mesures spatio-temporelles « outdoor to indoor »

Les mesures sont effectuées dans le même environnement présenté en III.3.1. Nous conservons les mêmes salles et les mêmes points de mesures. Nous précisons qu'aucune modification n'est apportée aux bilans de liaison, pour les deux situations LOS et NLOS, établis en III.3.2.1 et III.3.3.1.

III.4.3.1. Mesures en visibilité directe (LOS)

Le cas de la visibilité directe concerne les mesures effectuées aux différents points B, E, G et I de la salle A1. Nous présentons les résultats obtenus aux points B et E. Les résultats concernant les points G et I sont présentés en annexe 3.

Point B :

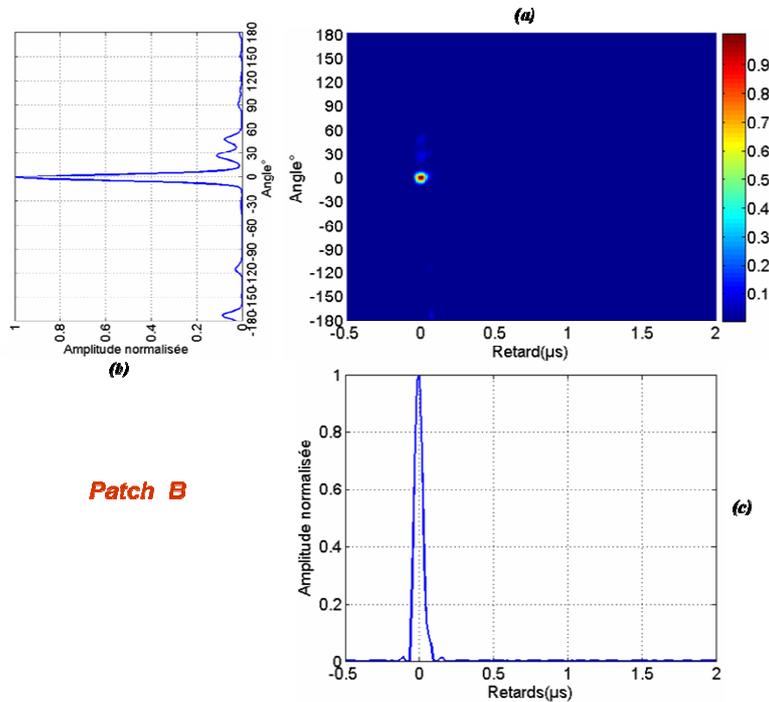


Figure III-38 : RST au point B dans le cas d'une antenne patch.

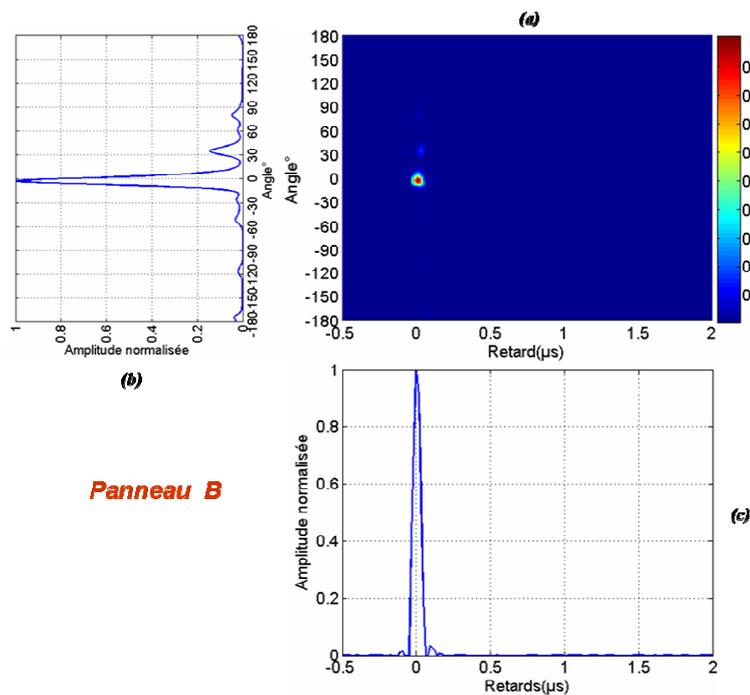


Figure III-39 : RST au point B dans le cas d'une antenne panneau.

Point E :

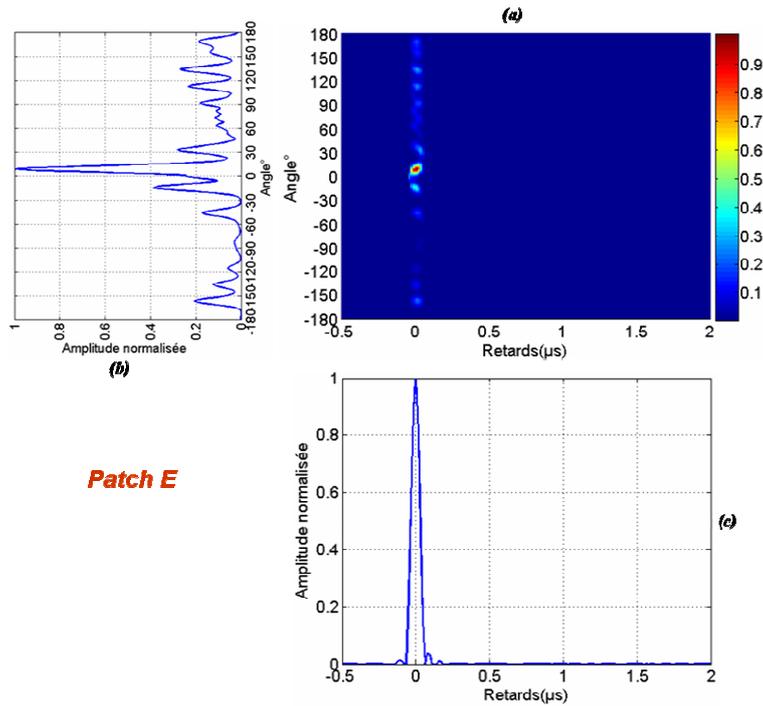


Figure III-40 : RST au point E dans le cas d'une antenne patch.

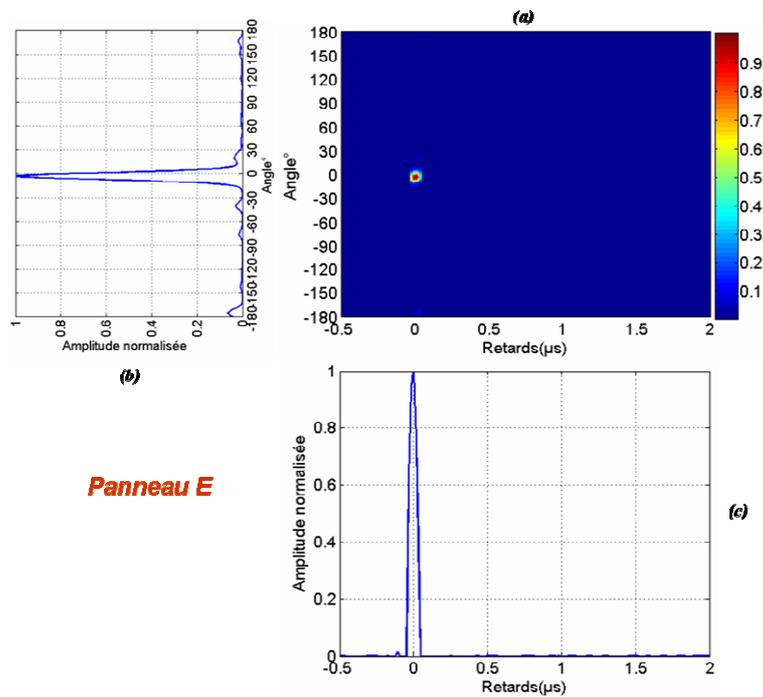


Figure III-41 : RST au point E dans le cas d'une antenne panneau.

Les RST obtenues après traitement au point B et E de la salle A1 montrent une direction principale de l'énergie autour de 0°. Des angles d'arrivée moins énergétiques sont également observés sur la projection de la RST sur l'axe des angles Figure III-40.b) dans le cas d'une

antenne patch. Nous avons vu précédemment, au cours du sondage spatial du canal de propagation, que l'ouverture du diagramme de l'antenne patch justifie la présence de certains trajets qui ne sont pas vus par l'antenne panneau. Les mesures spatio-temporelles viennent de confirmer cette hypothèse. Cependant, la projection menée sur l'axe des retards Figure III-40.c) confirment une arrivée simultanée de ces différents trajets. Une lecture globale des résultats obtenus, dans la salle A1, montre que les deux antennes patch et panneau donnent des résultats très voisins en angle et en retard. En conservant l'appellation « multitrajet » uniquement aux trajets séparés par leurs retards absolus, nous pouvons conclure que la propagation est décrite dans ce cas par un seul trajet arrivant autour du 0°. L'unicité de ce trajet peut être liée à la résolution du sondeur et aux faibles dimensions de la salle A1 qui ne permettent pas aux réflexions locales éventuelles (meubles, murs, ...) de parcourir la distance spatiale requise pour une séparation en terme de retard.

III.4.3.2. Mesures en zone d'ombre (NLOS)

Le cas NLOS concerne les mesures effectuées aux différents points (J, L, N) et (P, Q, R) dans les deux salles A2 et A3. Nous nous restreignons la présentation aux résultats obtenus aux points J et L de la salle A2 et au point P de la salle A3. Les résultats concernant les autres points sont présentés en annexe 3.

Point J :

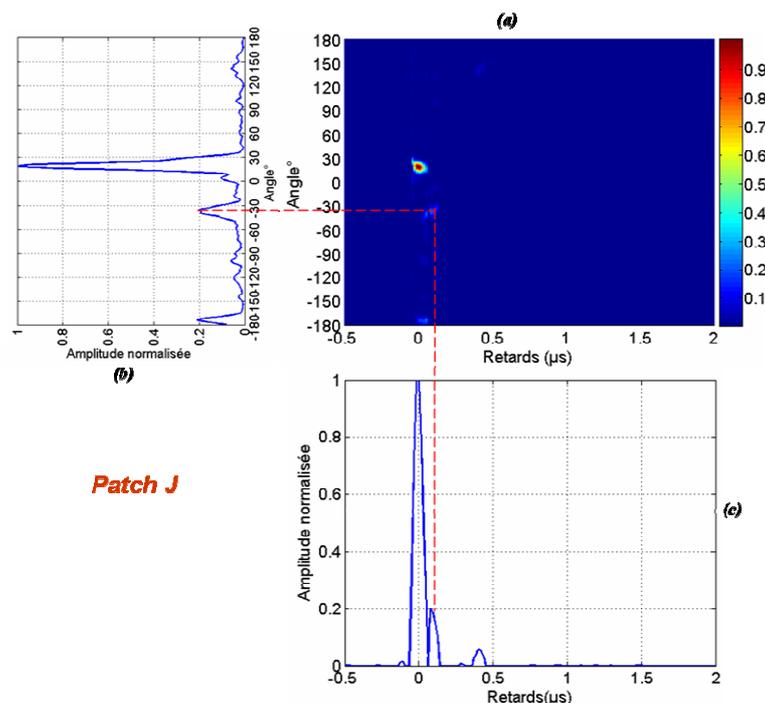


Figure III-42 : RST au point J dans le cas d'une antenne patch.

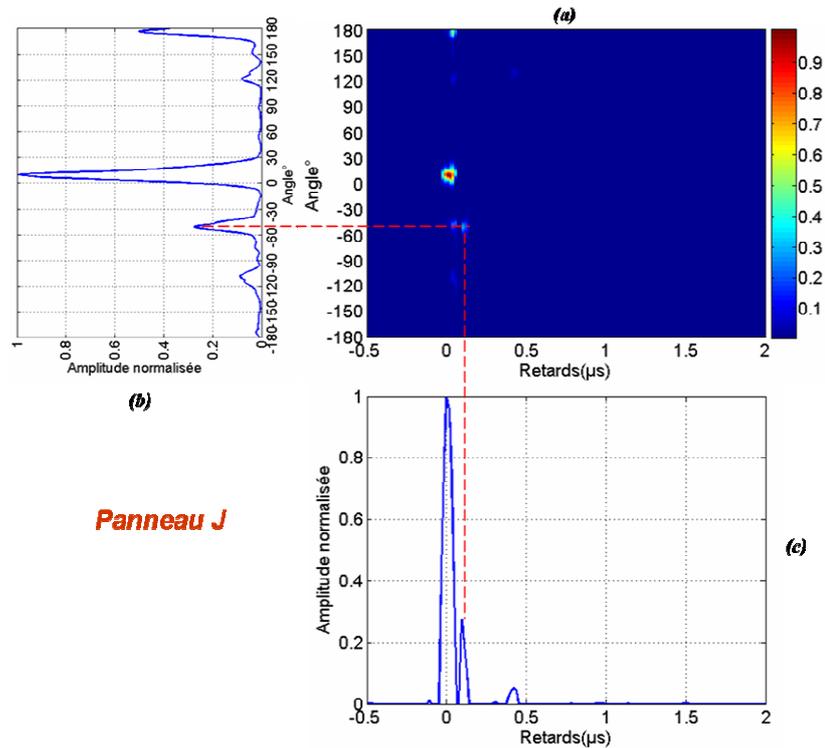


Figure III-43 : RST au point J dans le cas d'une antenne panneau.

La projection de la RST sur l'axe des retards au point J, pour les deux antennes Figure III-42.b) et Figure III-43.b) confirme l'arrivée de certains trajets avec un retard relatif au voisinage de 0.5 μs par rapport au premier trajet. Une lecture simultanée de Figure III-42.a) et Figure III-42.b) permet par exemple de distinguer un trajet avec un angle d'arrivée observé entre -30° et -40° et son retard relatif qui correspond au deuxième pic de la Figure III-42.b). Ce trajet est également observé par l'antenne panneau.

En plus de la direction principale de l'énergie observée par les deux antennes entre 0° et 30° , un angle d'arrivée autour de 180° (-180°) est également vu par les deux antennes. L'arrivée de ces angles est simultanée ($0\mu\text{s}$). Un trajet moins énergétique est détecté autour de (120° , $0.4\mu\text{s}$) par le patch et le panneau.

Point L :

Les différentes projections de la RST aux points L par les deux antennes montrent l'arrivée de plusieurs trajets qui peuvent être distingués en angle et en retard. Nous remarquons une nette différence par rapport au point J. Le nombre de points de mesure (3 points dans la salle A2) est un peu réduit, ainsi une conclusion sur les résultats obtenus dans cette salle nécessite une base de donnée plus importante. Malgré ce premier constat, nous

précisons que les trajets identifiés au point J pour les deux antennes, sont également observés au niveau du point L.

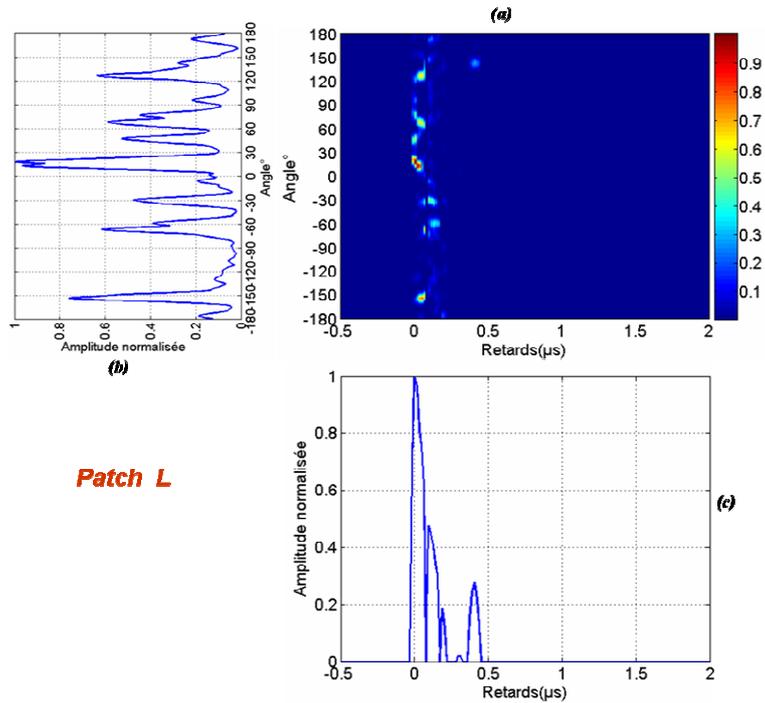


Figure III-44 : RST au point L dans le cas d'une antenne patch.

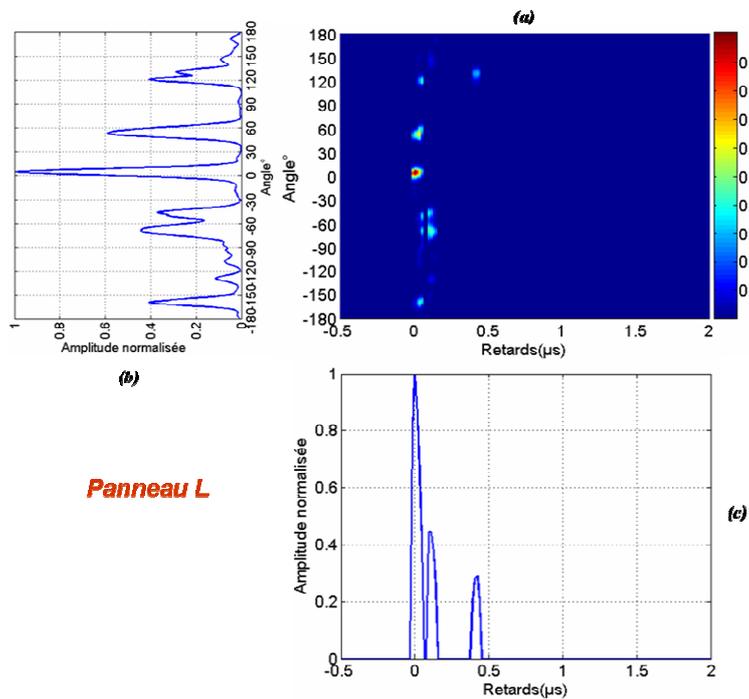


Figure III-45 : RST au point L dans le cas d'une antenne panneau.

La faible ouverture du diagramme de l'antenne panneau dans les deux plans azimutal et d'élévation est à l'origine de la différence signalée entre les deux projections Figure III-44.c) et Figure III-45.c).

Point P :

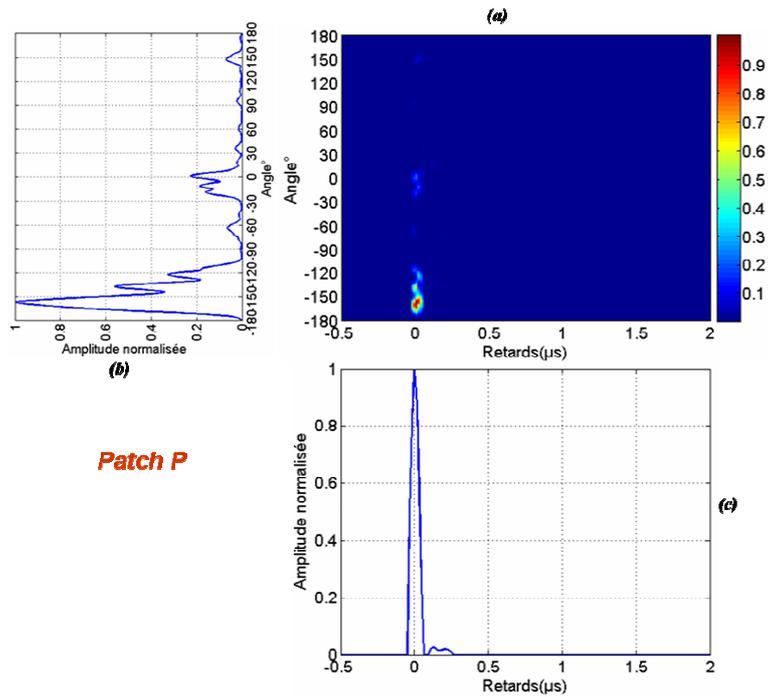


Figure III-46 : RST au point P dans le cas d'un antenne patch.

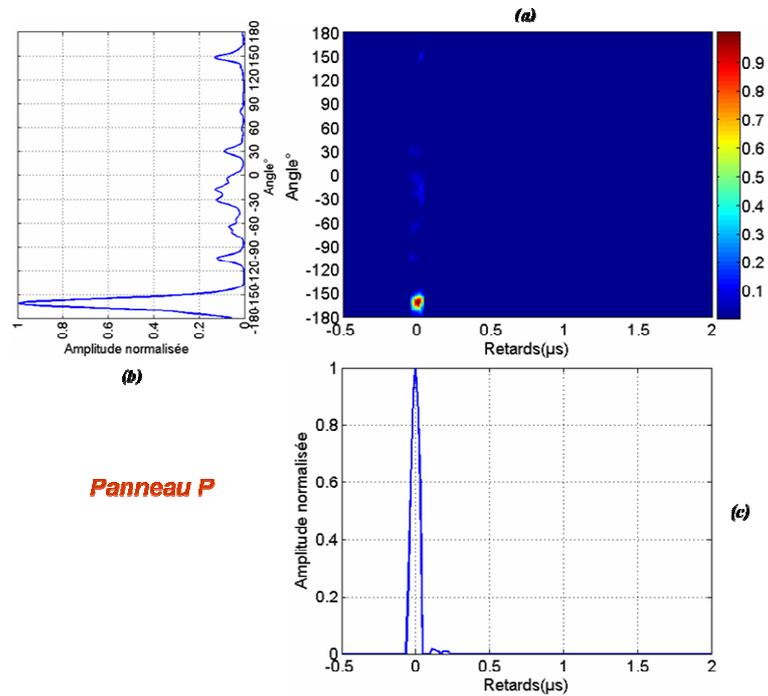


Figure III-47 : RST au point P dans le cas d'une antenne panneau.

La RST obtenue au point P montre une direction principale de l'énergie autour de -160° . Une forte similarité est remarquée entre les résultats obtenus par les deux antennes Figure III-46 et Figure III-47. L'antenne patch permet la détection de deux directions d'énergie

autour de -120° et -140° Figure III-46.b). Nous précisons qu'une comparaison est possible entre les angles d'arrivée obtenus lors du sondage spatial et les projections sur l'axe angulaire des différentes RST acquises lors du sondage spatio-temporel. Une similarité peut être constatée entre les angles d'arrivée obtenue dans les deux cas. Cependant, la résolution est plus importante dans le cas du sondage spatio-temporel (séparation angulaire grâce au temps) et les mesures spatiales et spatio-temporelles ne sont pas effectuées en même temps. Ainsi une modification du canal peut entraîner les variations constatées aux niveaux des angles d'arrivée estimés.

III.4.3.3. Dispersion angulaire – Dispersion de retard

Les écarts types angulaires et ceux du retard ont été établis pour les deux configurations LOS et NLOS. Ces calculs ont été effectués sur les données mesurées par les deux antennes patch et panneau. La détermination de la dispersion des retards (écart-type) est obtenue de la manière suivante : la RST, pour un point de mesure donné, est composée de 360 RI complexes. En sommant ces RI complexes, nous obtenons une RI équivalente à celle mesurée par une antenne possédant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. Ainsi, l'écart type du retard est calculé à partir de cette RI. La Figure 48 montre quelques exemples des RI équivalentes obtenues à partir des RST mesurées par les antennes patch et panneau.

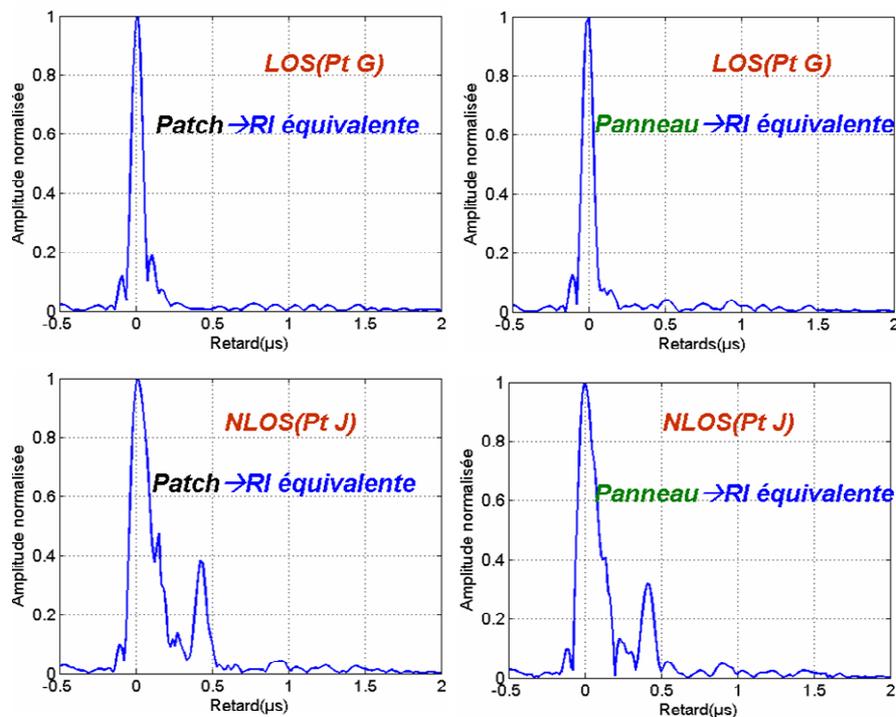


Figure 48 : exemples des RI équivalentes dans des situations LOS et NLOS.

L'écart type angulaire est déterminé à partir du signal établi en sommant les AOA complexes obtenus après l'application de AOACLEAN sur la RST pour un point de mesure donné. Ainsi, un écart type angulaire et un écart type temporel (retard) sont établis pour chaque point de mesure. Ensuite, les écarts types moyens pour les configurations LOS et NLOS sont calculés. Les valeurs obtenues sont présentées Tableau III-3 et sont comparées aux résultats du Tableau III-4 délivré par France Télécom dans le cadre du projet ORIANA (sous projet 2) [10].

	Lieu	Institut R&D	Bande Passante (MHz)	Fréquence (GHz)	Ecart type angulaire φ_{RMS} (°)			Ecart type temporel τ_{RMS} (ns)				
					Patch	Panneau		Patch	Panneau			
Nos mesures outdoor-to-indoor	LOS Salle A1 ESTER - ENSIL	XLIM - OSA Limoges	40	3.5	Patch	Panneau	Patch	Panneau	58	48	49	45
	NLOS Salle A2 ESTER - ENSIL								89	75	168	167
	NLOS Salle A3 ESTER - ENSIL								93	80	175	165

Tableau III-3 : Les résultats obtenus lors de notre campagne de mesures.

	Lieu	Institut R&D	Bande Passante (MHz)	Fréquence (GHz)	Ecart type angulaire φ_{RMS} (°)			Ecart type temporel τ_{RMS} (ns)			
					Patch	Panneau		Patch	Panneau		
mesures FT	Lille Building P3	Lille Univ. & Orange	250	3.6	66					160	
	Lille Building P4		250	3.6						75	
	Lille Outdoor		250	3.6						50	156
campagne de mesures Outdoor-Indoor	Lund	Lund Univ.	120	5.2						10	
	Helsinki	Helsinki Univ.	60	5.3						40	
	Oxford	Multiple	80	2.5 /5.7						37	
	Stockholm	KTH	bande étroite	1.8						70	
	Stockholm	Ericsson	200	5.2						70	250
	Oulu	Oulu Univ.	100	5.2						61	40
	Ottawa	Oulu Univ.	100	4.9						16	
	Cantabria	Cantabria Univ.	250	3.5						25	
Beijing	Beijing Univ.	100	5.2	36							
Winner Phase II O2I Channel models	Model Winner II microcell O2I B4		100	De 2 à 6	58					49	
	Model Winner II macrocell O2I C4									240	
Environnement Outdoor	Mulhouse	Orange Labs	62.5	2.2	62	167					
	Model Winner II macrocell C2		100	De 2 à 6	53	234					

Tableau III-4 : Précédentes campagnes de caractérisation « outdoor-indoor »

Le Tableau III-4 illustrent les paramètres caractéristiques obtenus de différentes campagnes de mesures. Les dispersions angulaires et temporelles obtenues lors de nos mesures Tableau III-3 sont en accord avec les expérimentations Tableau III-4 notamment ceux du projet IST Winner II [11], bien que les dispersions, très liées à l'environnement de mesure et dépendant également du dispositif expérimental, varient sensiblement d'une expérience à l'autre.

III.4.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons détaillé les étapes qui ont mené au sondage spatio-temporel du canal de propagation dans la bande WIMAX à 3.5 GHz.

La mise en œuvre d'une technique de sondage temporel (corrélation glissante) a été le point de départ pour arriver au sondage complet du canal. En couplant cette technique à celle de rotation, les dimensions spatiales et temporelles du canal ont pu être caractérisées. Le principe de combinaison de ces deux techniques a été validé par des simulations numériques sous ADS-PTOLEMY. L'intégration de la méthode AOACLEAN dans le contexte spatio-temporel a été détaillée et l'application de cette méthode sur la RST obtenue après simulation sous ADS-PTOLEMY, a montré l'efficacité de la méthode à distinguer les trajets multiples en angle et en retard. La réalisation d'un sondage spatio-temporel permet de séparer en temps les angles d'arrivée ce qui permet d'améliorer encore la résolution de AOACLEAN (une séparation angulaire grâce au temps). Le sondeur spatio-temporel a été traduit par une plateforme de mesure, testée à son tour, dans un environnement indoor (grande salle). Ces tests nous ont permis de s'assurer du bon fonctionnement de la plateforme réalisée.

Ces différents travaux ont été concrétisés finalement par un sondage spatio-temporel du canal où les premiers résultats étaient encourageants et ont montré le bon comportement de notre plateforme de mesure, y compris la méthode de traitement AOACLEAN développée au cours de cette thèse.

L'environnement outdoor to indoor caractérisé lors de nos travaux est très complexe. D'autres campagnes de mesures seront nécessaires afin d'affiner l'analyse des résultats obtenus en terme de dispersion angulaire et temporelle.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

- [1] C.TOUNOU, "*Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel*". Thèse de Doctorat en électronique. Université de limoges, Octobre 2008.
- [2] H. Hashemi, "*The Indoor Radio Propagation Channel*" *Proc. of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp.943-967, July 1993.
- [3] T. Okumura, E. Ohmor, and K. Fukada, "*Field Strength and its variability in VHF and UHF Land mobile Service*", Review Electrical Communication Laboratory, pp. 825-873, 1968.
- [4] A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "*A Statistical Model for the Indoor Multipath Propagation*" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, February 1987.
- [5] M. Hata, "*Empirical Formula for propagation Loss in Land Mobile Radio Service*", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 317-325, 1980.
- [6] COST231, "*Digital mobile radio towards future generation systems, final report.*" 1999.
- [7] R.Bose, A.Freedman and B.D.Steinberg, "*Sequence CLEAN: A modified deconvolution technique for microwave images of continuous targets,*" *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 38, pp. 89–96, Jan. 2002.
- [8] T. Quiniou. "*Conception et réalisation de sondeurs spatio- temporels du canal à 1800 MHz – Mesures de propagation à l'intérieur et à l'extérieur des bâtiments.*" Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes, Janvier 2001.
- [9] Ptolemy Project, <http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/>
- [10] J.CONRAT Sous-Projet 2, Livrable 2.3, "*Analysis of the space-time propagation channel in outdoor-to-indoor environnement*". Projet ORIANA
- [11] <http://www.ist-winner.org/>

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de thèse a porté sur l'étude et la mise en œuvre d'un sondeur spatio-temporel et sur la caractérisation du canal radio.

Le premier chapitre a permis de choisir une technique de sondage de canal. Une maîtrise de la modélisation des phénomènes de propagation, une bonne compréhension des techniques de mesure pour les deux dimensions spatiale et temporelle et une étude des différentes méthodes de traitement associées se sont avérées nécessaires. Quant aux techniques de mesures, leurs avantages et inconvénients ont été dégagés et une comparaison de leurs performances respectives a été établie. Il est apparu que pour notre application, la combinaison de la corrélation glissante et de la rotation d'antenne, présentait le meilleur compromis. Cependant, les contraintes liées à la technique de rotation et aux méthodes de traitement spatiales nous ont poussé à développer notre propre méthode de traitement pour le calcul des angles d'arrivée.

À partir de ce choix, l'étape suivante (chapitre 2) était dédiée à la conception et la validation de la nouvelle méthode. L'objectif visé était de pouvoir effectuer un sondage spatial du canal de propagation, au moyen des antennes peu directives telles que les antennes patches. Nous sommes partis du principe, que les angles d'arrivée sont contenus dans le signal qui résulte de la déconvolution entre la tension mesurée par une antenne rotative et le propre diagramme de rayonnement de cette antenne. Cette idée a été traduite par une formulation analytique suivie d'une application directe sur des données mesurées où nous avons constaté la possibilité de déterminer les angles d'arrivée au moyen d'une antenne patch présentant une large ouverture angulaire (70° à -3 dB). Cependant, ce type de mesure engendre une information sur les angles d'arrivée bruitée avec une faible sélectivité angulaire. Ainsi, un algorithme de débruitage inspiré des méthodes utilisées en astronomie a été adapté à notre contexte et intégré dans la méthode. En se basant sur cette solution, nous avons pu diminuer considérablement le niveau du bruit et améliorer la résolution et la précision angulaire. Ensuite, une étude paramétrique a permis d'évaluer les capacités et les limites de l'intégralité de la méthode. Les résultats obtenus ont montré le pouvoir de la méthode à séparer deux sources espacées de 10° dans le cas où la rotation est effectuée par une antenne présentant une ouverture de 70° à -3 dB. Une série de mesure effectuée en chambre anéchoïque a permis la validation de la méthode proposée. Le comportement de la méthode en présence de plusieurs sources a été également étudié. Ainsi, nous avons pu développer, valider et évaluer notre propre méthode de traitement pour le calcul des angles d'arrivée. Cette méthode a été baptisée AOACLEAN. La concrétisation de AOACLEAN fut son intégration dans l'ensemble des travaux menés pour le sondage spatial et spatio-temporel du canal de propagation et qui ont

fait l'objet de la dernière étape (chapitre 3) de ce manuscrit et qui s'est déroulée en deux parties.

La première partie a été dédiée au sondage spatial du canal de propagation. Une description complète du sondeur spatial mis en œuvre a été effectuée. Les détails concernant le module d'émission, le module de réception, les antennes, les systèmes de positionnement et les logiciels ont été décrits. L'architecture générale du sondeur et la plateforme de mesure spatiale illustrant l'intégralité de la procédure de mesure et le traitement des données de l'émission jusqu'à la réception ont été présentés. Une sinusoïde pure CW (Constant Wave) à 3.5 GHz a été envoyée par l'émetteur, et la caractérisation angulaire a été réalisée, dans le cadre d'une liaison de l'extérieur vers l'intérieur « outdoor-to-indoor » pour des configurations LOS et NLOS. Cette caractérisation fut restreinte au plan azimutal et pour une seule polarisation (verticale). Une antenne patch présentant une ouverture angulaire de 70° à -3 dB a été utilisée pour la réception. Cette dernière a été également effectuée par une antenne directive (panneau : réseau carré de patch) présentant une ouverture angulaire de 18° à -3 dB. Après l'application de AOACLEAN sur les tensions mesurées par les deux antennes, nous avons constaté une forte ressemblance entre les angles d'arrivée localisés par les deux antennes pour les deux configurations LOS et NLOS. Ainsi nous avons pu déduire, que AOACLEAN assure la connaissance du canal de propagation en s'affranchissant du diagramme de rayonnement de l'antenne utilisée au niveau de la réception.

La deuxième partie était consacrée au sondage spatio-temporel du canal de propagation. Le nouveau sondeur a gardé l'architecture du premier sondeur spatial décrit précédemment. Les changements apportés étaient au niveau du traitement des données émises et reçues.

Nous avons débuté par la mise en œuvre de la technique de corrélation glissante basée sur les propriétés d'autocorrélation des codes PN. Ensuite, une combinaison de cette technique avec celle de rotation et l'application de AOACLEAN dans le contexte spatio-temporel ont été détaillées. Des simulations sous ADS-PTOLEMY ont permis de valider le principe proposé et une plateforme de mesure spatio-temporelle a été mise en œuvre suivie des mesures préalables dans un environnement indoor simple afin de s'assurer du bon fonctionnement de notre nouvelle plateforme. Ensuite, la caractérisation conjointe spatiale et temporelle du canal de propagation a été abordée. Les deux sondages spatial et spatio-temporel visaient le même canal et sont effectués dans les mêmes conditions, les mêmes points de mesure et les mêmes configurations. Ainsi les trajets multiples ont pu être identifiés en angle et en retard. Le "préfiltrage" temporel de ces trajets a permis d'améliorer la résolution de AOACLEAN en effectuant une séparation angulaire grâce au temps. Les

paramètres caractéristiques du canal tels que les écarts types angulaires et temporels ont été déterminés. Les premiers résultats de mesures obtenus lors des deux sondages effectués sont le point de départ de campagnes plus exhaustives qui ont pour but d'aboutir à des modèles de propagation spatio-temporels.

Ces premiers résultats ont permis d'intégrer la réponse spatio-temporelle sur les simulateurs de transmission numérique WIMAX développés dans le cadre du projet ANR baptisé 'ORIANA' (Optimisation de Réseaux Interopérables sans fils à base de systèmes multi-ANtenne et de relAis coopératifs). Labellisé en 2006, ce projet fait intervenir plusieurs acteurs : RADIALL SYSTEMS, FRANCE TELECOM, CEA-LETI, ETSA, ENST PARIS, CISTEME et XLIM.

Perspectives

Les perspectives de ce travail sont multiples :

- Nous rappelons que la caractérisation spatiale a été effectuée pour une seule polarisation et dans un seul plan (le plan azimutal). Les futurs travaux seront focalisés sur la discrimination des angles d'arrivée suivant leurs polarisations et en 2D (élévation et azimut). Ces études seront facilitées par l'utilisation d'une antenne peu directive. La technique de mesure et la méthode de traitement développées au cours de cette thèse vont être étendues et modifiées afin de couvrir l'ensemble des objectifs visés.
- Des modifications seront apportées à la méthode AOACLEAN pour qu'elle soit appliquée directement sur l'espace et sur le temps.
- La technique de mesure spatio-temporelle développée au cours de ce travail (sondeur et méthode de traitement) sera utilisée pour la caractérisation d'un canal MIMO.
- Des mesures d'angles d'arrivée seront effectuées en chambre réverbérante pour la caractérisation des systèmes MIMO en environnement non isotrope en collaboration avec le laboratoire espagnole GIMRE et la société espagnole EMITE*.
- Les sondages effectués durant ce travail ne prennent pas en compte les variations temporelles du canal de propagation. Cette limitation peut être résolue en adoptant d'autres techniques de mesure, ainsi la réalisation d'autres plateformes de mesure est envisageable.

* Juan F. Valenzuela-Valdés, Antonio M. Martínez-González, and David A. Sánchez-Hernández.

"Emulation of MIMO Nonisotropic Fading Environments With Reverberation Chambers"

IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 7, 2008 325

ANNEXES

ANNEXE I

Représentation mathématique du canal variant aléatoirement dans le temps

La description exacte d'un canal variant aléatoirement dans le temps suppose la connaissance des densités de probabilité conjointe multidimensionnelle de toutes les variables aléatoires. En pratique, la description du canal est basée sur l'étude des moments des processus aléatoires à partir des autocorrélations des différentes fonctions du système de base de Bello.

$$\begin{aligned}
 R_h(t, s, \tau, \zeta) &= E\{h(t, \tau)h^*(s, \xi)\} \\
 R_T(f, l, \nu, \mu) &= E\{T(f, \nu)T^*(l, \mu)\} \\
 R_H(f, l, t, s) &= E\{H(f, t)H^*(l, s)\} \\
 R_S(\tau, \zeta, \nu, \mu) &= E\{S(\tau, \nu)S^*(\xi, \mu)\}
 \end{aligned}
 \tag{A1.1}$$

Où h^* est le complexe conjugué de h et $E(x)$ est l'espérance de la variable aléatoire x . Les paramètres τ et ξ représentent des retards, ν et μ des décalages Doppler, f et l des fréquences, t et s des temps. Il est possible de relier l'autocorrélation du signal en sortie du filtre équivalent à celle du signal en entrée dès lors que l'on connaît l'une des représentations de l'autocorrélation du canal. Nous notons par z le signal à l'entrée du filtre variant dans le temps et w le signal à la sortie de ce filtre. L'autocorrélation en sortie du filtre peut être représentée de la manière suivante :

$$R_w(t, s) = E\{w(t)w^*(s)\} = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\xi)h(t, \tau)h^*(s, \xi)d\tau d\xi\right]
 \tag{A1.2}$$

Quand l'entrée $z(t)$ est déterministe, nous obtenons l'expression suivante:

$$R_w(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\xi)R_h(t, s, \tau, \xi)d\tau d\xi
 \tag{A1.3}$$

Les quatre fonctions d'autocorrélation qui découlent du système de Bello sont présentées sur la figure suivante. Le passage d'une fonction à une autre s'établit grâce à une double transformée de Fourier directe ou inverse.

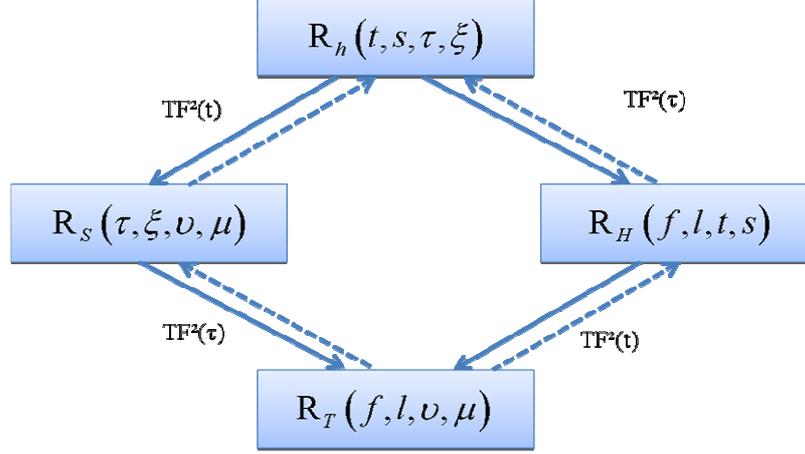


Figure A1.1 : Représentation des quatre fonctions d'autocorrélation.

Les différentes autocorrélations du système sont fonctions de quatre paramètres. En introduisant des modèles de stationnarité au sens large (WSS : Wide Sens Stationarity) et de diffuseurs non corrélés (US : Uncorrelated Scattering), il est possible d'abaisser ce nombre à deux. L'analyse des fonctions d'autocorrélation est donc facilitée lorsque ces hypothèses sont vérifiées.

Canal stationnaire au sens large (WSS)

L'hypothèse de stationnarité au sens large signifie que les statistiques d'enveloppe ne changent pas pendant un intervalle de temps $\Delta t = s-t$. On parle de stationnarité d'ordre 2 selon l'axe des temps. Les autocorrélations temporelles s'écrivent donc :

$$\begin{aligned} R_h(t, t + \Delta t, \tau, \xi) &= R_h(\Delta t; \tau, \xi) \\ R_H(f, l, t, t + \Delta t) &= R_H(f, l, \Delta t) \end{aligned} \tag{A1.4}$$

La fonction R_S est liée par une double transformée de Fourier, directe sur le premier paramètre t et inverse sur le second s :

$$R_S(\tau, \xi, \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s, \tau, \xi) e^{j(2\pi(\nu s - \mu t))} dt ds \tag{A1.5}$$

En posant $\eta = s-t$, nous pouvons écrire :

$$R_S(\tau, \xi, \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(\nu-\mu)t} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta, \tau, \xi) e^{j2\pi\eta\mu} d\eta = \delta(\nu-\mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta, \tau, \xi) e^{j2\pi\eta\mu} d\eta \quad A1.6$$

D'après le théorème de Wiener-Khintchine, la densité spectrale de puissance est donnée par :

$$P_S(\mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad A1.7$$

$$R_S(\tau, \xi, \nu, \mu) = \delta(\nu-\mu) P_S(\tau, \xi, \mu) \quad A1.8$$

Cette dernière relation indique que pour un canal WSS, les diffuseurs sont décorrélés dès lors qu'ils produisent des décalages Doppler différents.

Canal à diffuseurs décorrélés (US)

L'hypothèse de stationnarité s'applique sur l'axe des temps. Les canaux à diffuseurs non corrélés ("Uncorrelated Scattering"), encore appelés US, supposent que les perturbations dues à des diffuseurs élémentaires produisant des retards différents sont décorrélées. La fonction d'autocorrélation R_h est donc reliée à la densité de puissance selon la relation :

$$R_h(t, s, \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(t, s, \xi) \quad A1.9$$

La décorrélation s'applique dans ce cas sur l'axe des retards. En fait, il existe une relation de dualité entre les notions WSS et US. En règle générale, un canal sera dit WSS sur l'axe des temps et US sur l'axe des retards. Les autres relations s'écrivent :

$$\begin{aligned} R_H(f, f + \Delta f, t, s) &= R_H(\Delta f, t, s) \\ R_T(f, f + \Delta f, \nu, \mu) &= R_T(\Delta f, \nu, \mu) \\ R_S(\tau, \xi, \nu, \mu) &= \delta(\tau - \xi) P_S(\xi, \nu, \mu) \end{aligned} \quad A1.10$$

Canal stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrélés (WSSUS)

Lorsque les conditions WSS et US sont vérifiées simultanément, le canal est dit stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrélés (WSSUS).

$$\begin{aligned}
 R_h(t, t + \Delta t, \tau, \xi, \theta, \alpha) &= \delta(\tau - \xi) P_h(\Delta t, \xi, \theta, \alpha) \\
 R_H(f, f + \Delta f, t, t + \Delta t, \theta, \alpha) &= R_H(\Delta f, \Delta t, \theta, \alpha) \\
 R_T(f, f + \Delta f, v, \mu, \theta, \alpha) &= \delta(v - \mu) P_T(\Delta f, \mu, \theta, \alpha) \\
 R_S(\tau, \xi, v, \mu, \theta, \alpha) &= \delta(\tau - \xi) \delta(v - \mu) P_S(\xi, \mu, \theta, \alpha)
 \end{aligned}
 \tag{A1.11}$$

ANNEXE II

Convolution circulaire, Décomposition de type Cholesky, Total Least Square.

Convolution circulaire : Application numérique

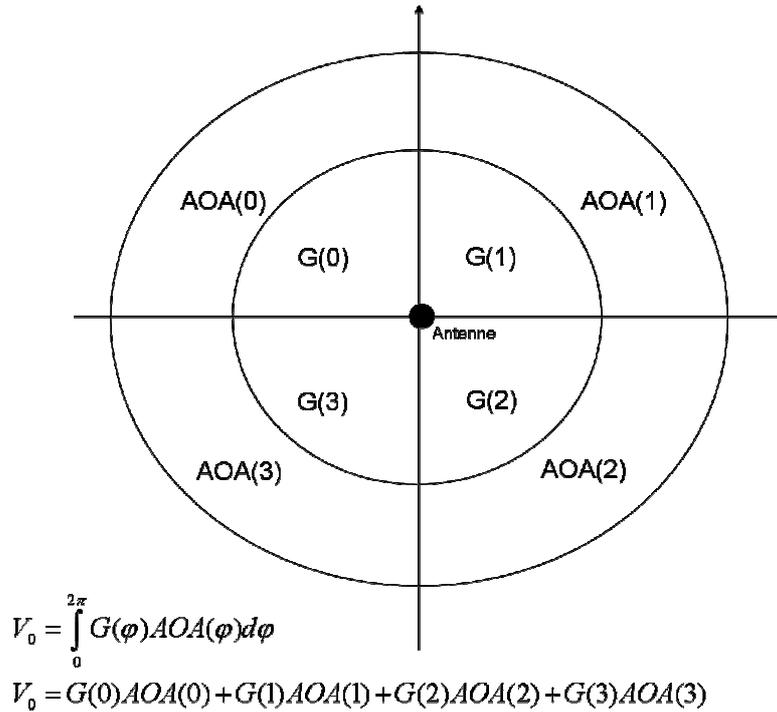


Figure A2.1 : interaction entre les AOA et le gain complexe de l'antenne de réception.

Nous supposons que le signal AOA est un vecteur de 4 valeurs réparties sur les 4 quadrants d'un cercle. Idem pour le signal G. La convolution circulaire est calculée de la manière suivante.

$$V(\alpha) = AOA(\alpha) \otimes G(\alpha) = [V_0 V_1 V_2 V_3]$$

$$AOA(\alpha) = [5 \ 3 \ 2 \ 6]$$

$$G(\alpha) = [0 \ 1 \ -1 \ 2]$$

$\alpha = \text{un quadrant.}$

A2.1

$$[5 \ 3 \ 2 \ 6] \otimes [0 \ 1 \ -1 \ 2] = TFDI \left(TFD([5 \ 3 \ 2 \ 6]) * TFD([0 \ 1 \ -1 \ 2]) \right) = [10 \ 3 \ 10 \ 9]$$

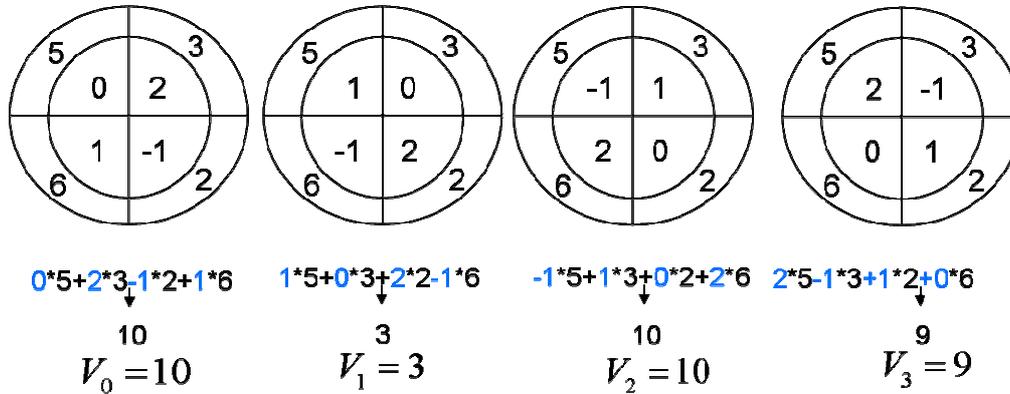


Figure A2. 2 : opération de la convolution circulaire au moyen des TFD.

Détermination des angles d'arrivée au sens des moindres carrés suivant une décomposition de type de Cholesky

On s'intéresse à la résolution, au sens des moindres carrés, du système suivant :

$$G_R \times AOA = V \tag{A2.2}$$

Où $G_R \in \mathbb{C}^{360 \times 360}$, $AOA \in \mathbb{C}^{360 \times 1}$ et $V \in \mathbb{C}^{360 \times 1}$.

Nous pouvons écrire la solution de ce système à partir des décompositions de Cholesky ou SVD. Il faut que la solution vérifie l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 G_R^H \times G_R \times AOA &= G_R^H \times V \\
 R &= G_R^H \times G_R \\
 d &= G_R^H \times V
 \end{aligned}
 \tag{A2.3}$$

Ensuite R est décomposée suivant Cholesky de la manière suivante :

$$R \times AOA = V \Rightarrow A \times A^H \times AOA = V \tag{A2.4}$$

En se basant sur cette décomposition de Cholesky, nous pouvons écrire le système suivante :

$$\begin{aligned} A \times y &= V \\ A^H \times AOA &= y \end{aligned} \tag{A2.5}$$

La résolution de ce système se fait par substitution afin de trouver le signal AOA.

Détermination des angles d'arrivée au sens des moindres carrés totaux

L'approche des moindres carrés totaux (Total Least Square : TLS) considère que l'on doit trouver les perturbations ΔG_R et ΔV qui rendent le système consistant :

$$\min \left\| \begin{bmatrix} \Delta G_R & \Delta V \end{bmatrix} \right\|^2 \ \& \ (G_R + \Delta G_R) \times AOA = V + \Delta V \tag{A2.6}$$

La solution est obtenue par SVD :

$$\begin{aligned} [G_R \ V] &= X \Sigma Z^H \\ &= \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & \Sigma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}^H \end{aligned} \tag{A2.7}$$

Où X_1 et $X_2 \in \mathbb{C}^{360 \times 360}$, $\Sigma_1 \in \mathbb{C}^{360 \times 360}$, $\Sigma_2 \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$, $Z_{11} \in \mathbb{C}^{360 \times 360}$, $Z_{22} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$.

Une solution unique existe :

$$AOA_{TLS} = -Z_{11} Z_{22}^{-1} \tag{A2.9}$$

ANNEXE III

RESULTATS DES SIMULATIONS ET DES MESURES

Sondage spatial

Les résultats obtenus au cours du sondage spatial aux points B, G, L, N, Q et R

Point B :

Le diagramme de tension mesuré par l'antenne patch au point B est présenté Figure A3. 1.a). L'allure de ce diagramme est conditionnée par l'ouverture de l'antenne patch à -3dB ce qui explique une répartition angulaire de l'énergie, plus ou moins uniforme. L'application de AOACLEAN sur la tension mesurée va donner un angle d'arrivée à 0° correspondant au trajet direct. La Figure A3. 2.b) montre une bonne précision angulaire et une grande sélectivité. Des directions d'arrivées moins énergétiques sont également identifiables.

Les résultats obtenus en utilisant l'antenne panneau au point B, sont présentés Figure A3. 2. Le trajet direct est localisé à 0° . À la différence avec l'antenne patch, nous distinguons une répartition angulaire étroite de la tension mesurée. La direction de l'énergie peut être déduite de ce diagramme. Cependant, l'application de AOACLEAN va augmenter la sélectivité au niveau du trajet direct localisé.

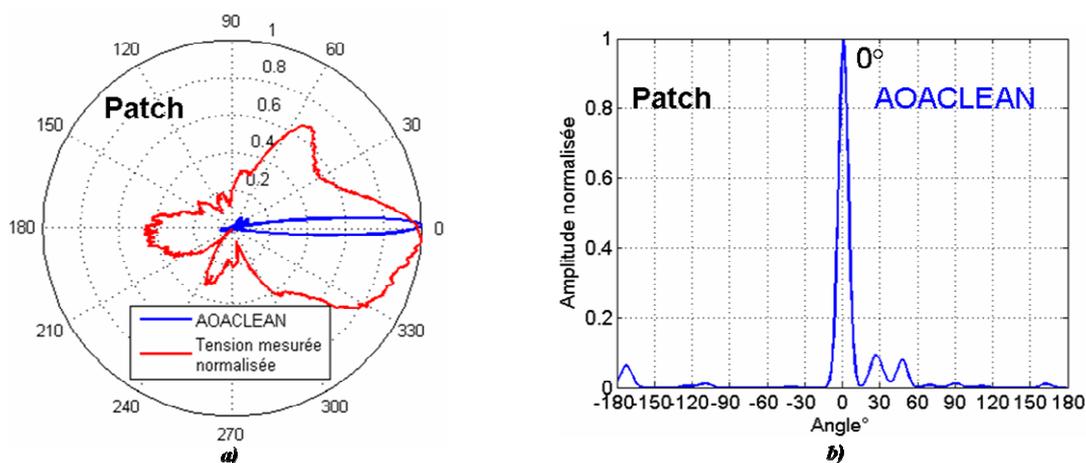


Figure A3. 1 : Angles d'arrivée au point B dans le cas d'une antenne patch.

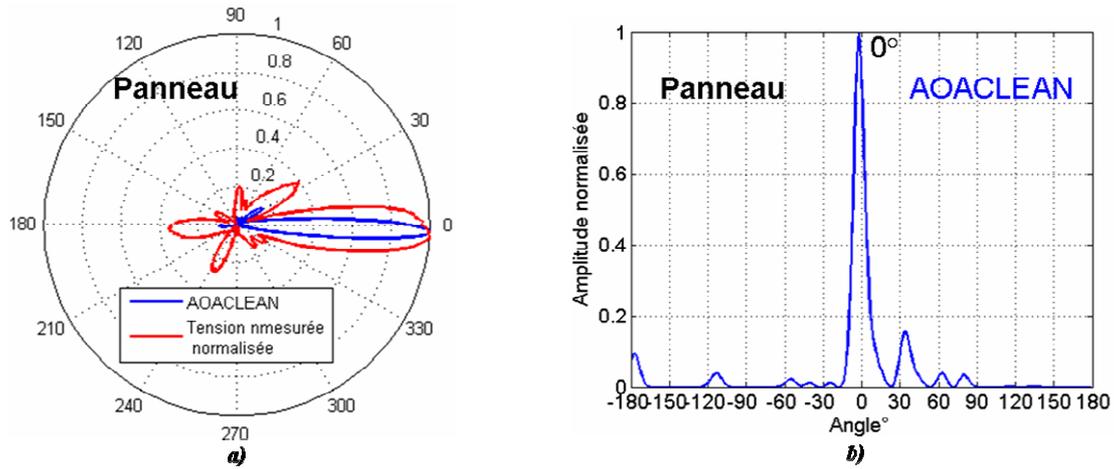


Figure A3.2 : Angles d'arrivée au point B dans le cas d'un panneau

Point G :

Les angles d'arrivées localisés par les deux antennes au point G Figure A3. 3 et Figure A3. 4 montrent une direction principale de l'énergie autour de 0° . Une autre direction est distinguée à 29° dans le cas de l'antenne patch Figure A3. 3.b). Cet angle d'arrivée n'est pas détecté par le panneau Figure A3. 4.b). Cette observation permet de déduire que cette direction correspond à la projection d'un trajet arrivant avec une élévation supérieure à 18° et inférieure à 50° . Ainsi cette direction est localisée uniquement par l'antenne patch.

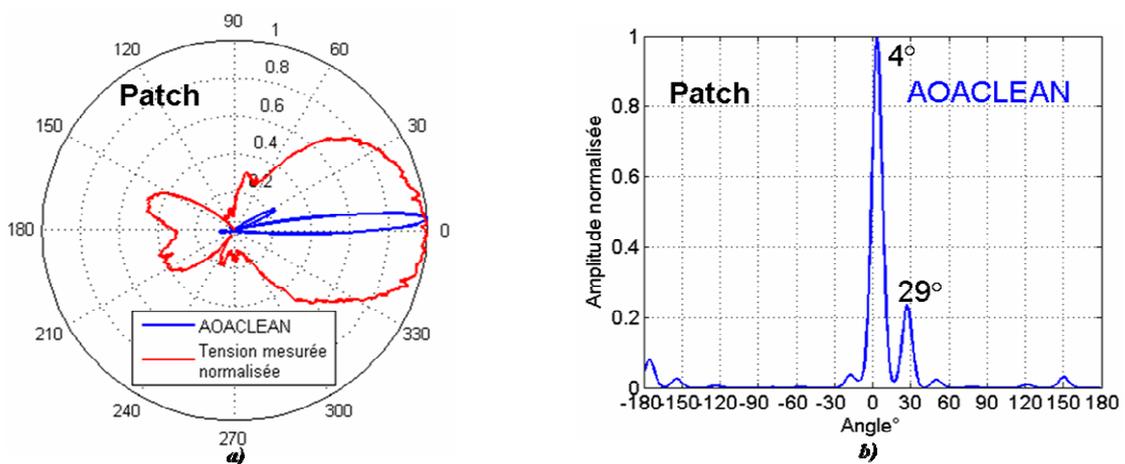


Figure A3.3 : Angles d'arrivée au point G dans le cas d'un patch.

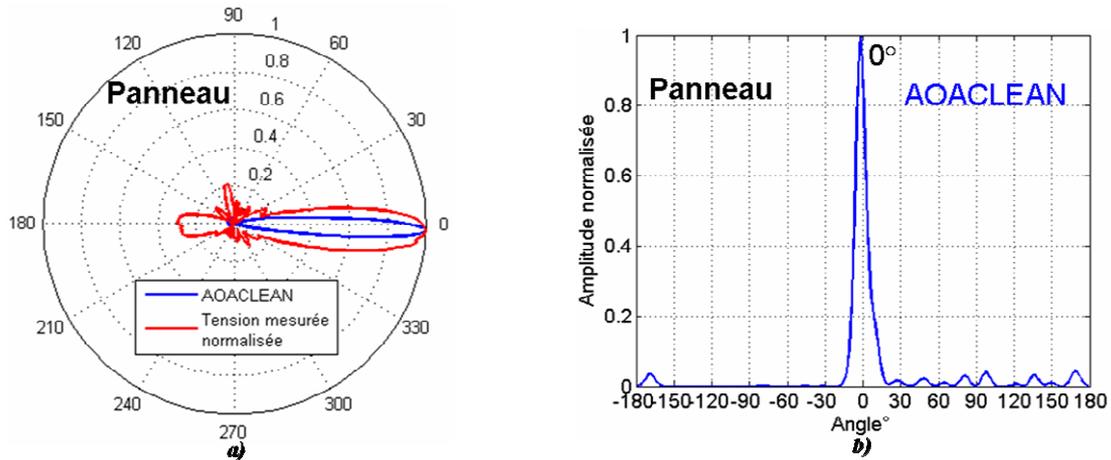


Figure A3.4 : Angles d'arrivée au point G dans le cas d'un panneau.

Point L :

Les diagrammes de tension mesurés par les antennes patch et panneau au point L sont fortement perturbés Figure A3. 5.a) et Figure A3. 6.a). La répartition angulaire des diagrammes est plus ou moins diffuse.

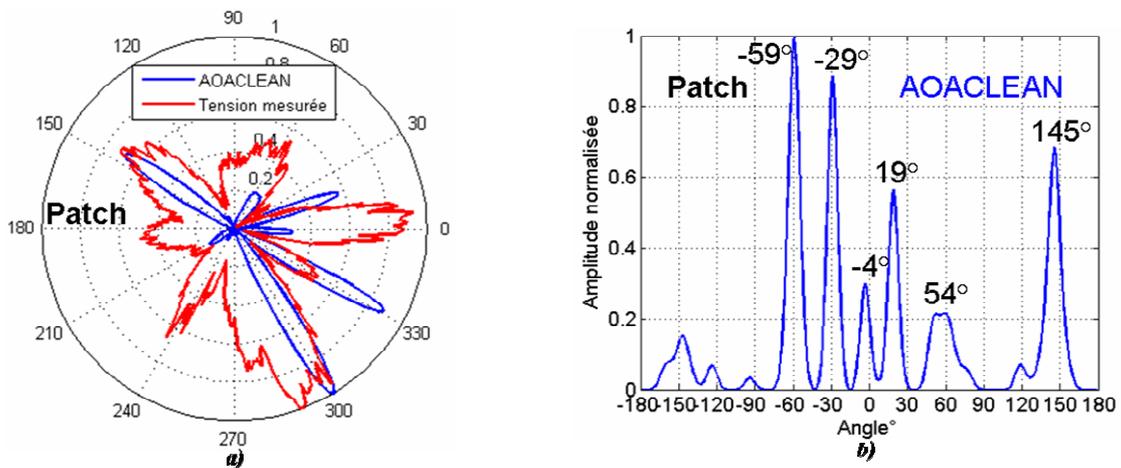


Figure A3.5 : Angles d'arrivée au point L dans le cas d'un patch.

La différence entre les angles d'arrivée localisés après l'application de AOACLEAN par les deux antennes n'est pas très marquée. Le trajet le plus énergétique est localisé par l'antenne patch à -59° Figure A3. 5.b). Ce trajet est détecté par l'antenne panneau à -66° . Les angles d'arrivées observés respectivement à -4° , 50° et 145° Figure A3. 5.b) sont également par l'antenne panneau à 5° , 50° et 153° . La présence des deux angles d'arrivées à -29° et à

19° uniquement dans le cas d'un patch est due à l'ouverture du diagramme de l'antenne patch en élévation.

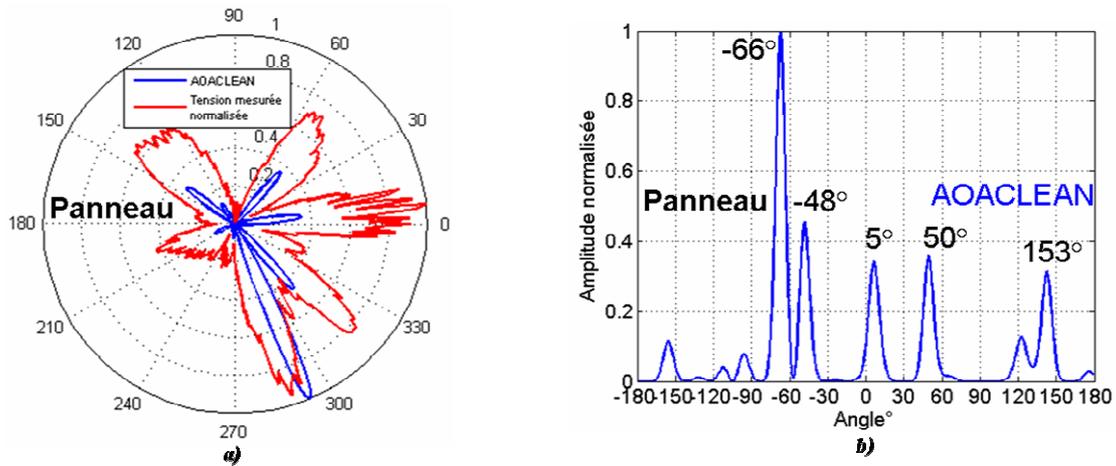


Figure A3.6 : Angles d'arrivée au point L dans le cas d'un panneau.

Un angle d'arrivée à -48° est vu uniquement par l'antenne panneau Figure A3.6.b). Ce trajet n'est pas observé par l'antenne patch. L'absence de ce trajet est due au pouvoir séparateur maximal offert par AOACLEAN qui est de l'ordre de 10° pour une antenne présentant une ouverture de 70° à -3dB . En effet, ce trajet est dissimulé dans l'ouverture du pic détecté à -59° Figure A3.5.b)

Point N :

Les angles d'arrivées localisés après l'application de AOACLEAN sur le diagramme de tension mesuré au point N par l'antenne patch sont présentés Figure A3.7.b). Les trajets les plus énergétiques sont localisés à -153° , -39° et 129° .

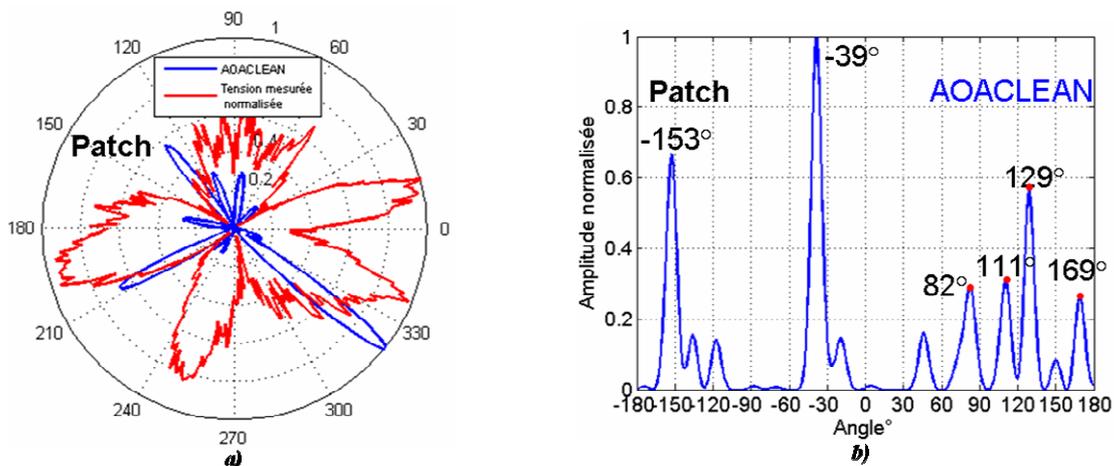


Figure A3.7 : Angles d'arrivée au point N dans le cas d'un patch.

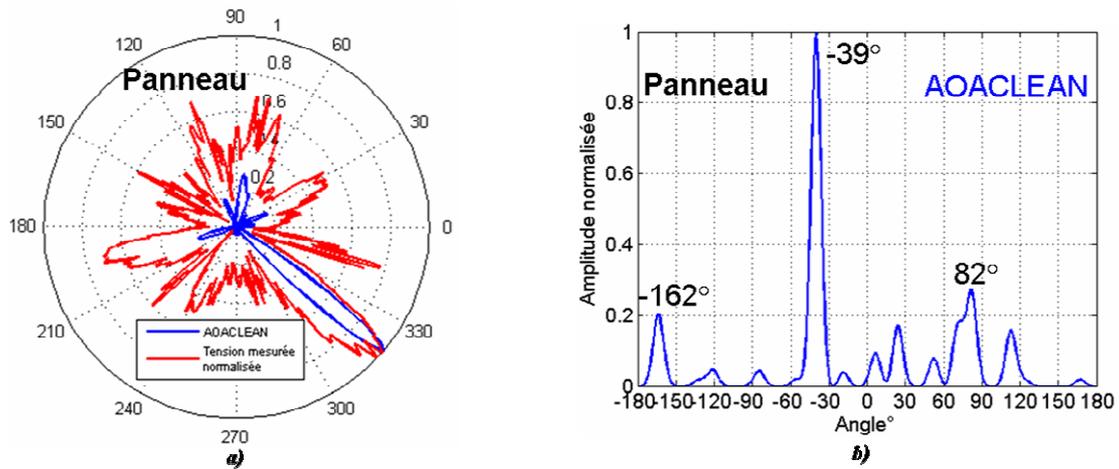


Figure A3. 8 : Angles d'arrivée au point N dans le cas d'un panneau

Malgré la directivité de l'antenne panneau, Le diagramme de tension mesuré par cette antenne est fortement dégradé Figure A3. 8.a). L'application de AOACLEAN prend tout son avantage dans un tel contexte et les angles d'arrivée obtenus montrent une direction principale d'énergie autour de -39° . Des directions moins énergétiques sont également localisées à 162° et à 82° Figure A3. 8.b).

Points Q, R :

L'application de AOACLEAN sur les tensions mesurées par l'antenne patch aux points Q Figure A3. 9 et R Figure A3. 11, montre une direction principale de l'énergie localisée à -142° au point P et à -140° au point R. Cette direction est localisée par l'antenne panneau avec un décalage de l'ordre de 15° . Elle est obtenue à -156° pour les deux points P et Q Figure A3. 10 et Figure A3. 12.

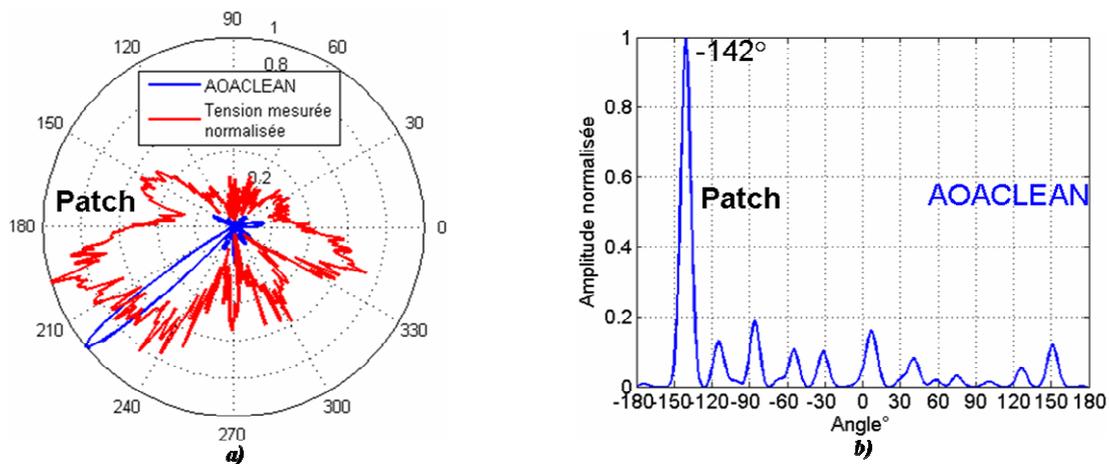


Figure A3. 9 : Angles d'arrivée au point Q dans le cas d'un patch.

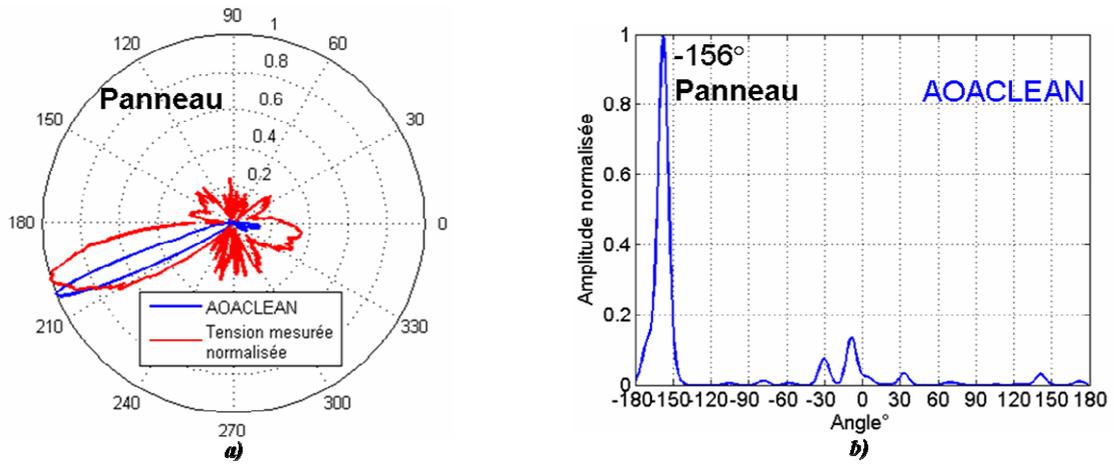


Figure A3.10 : Angles d'arrivée au point Q dans le cas d'un panneau.

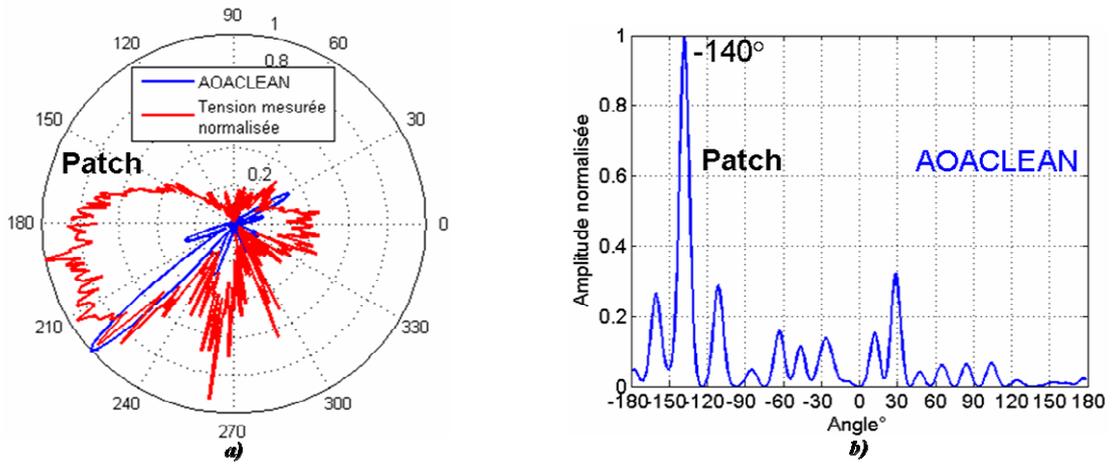


Figure A3.11 : Angles d'arrivée au point R dans le cas d'un patch.

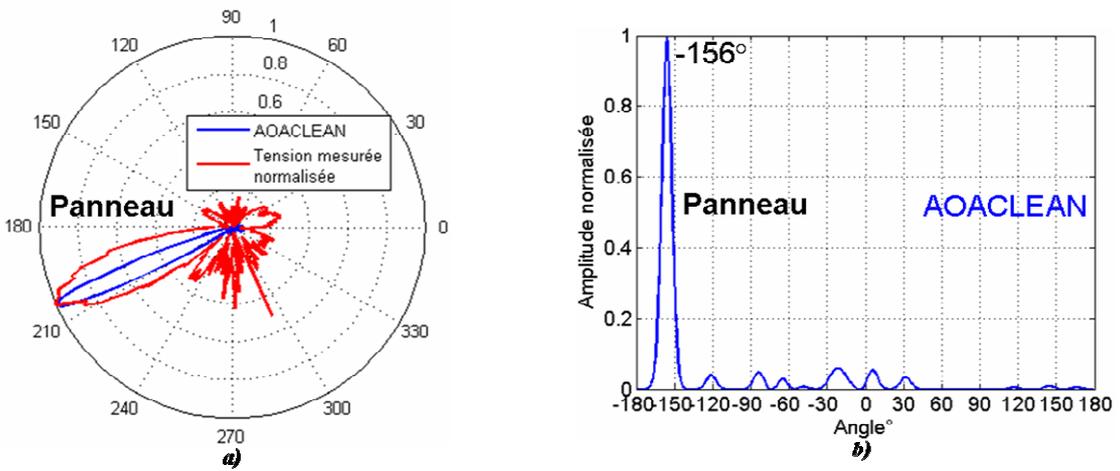


Figure A3.12 : Angles d'arrivée au point R dans le cas d'un panneau.

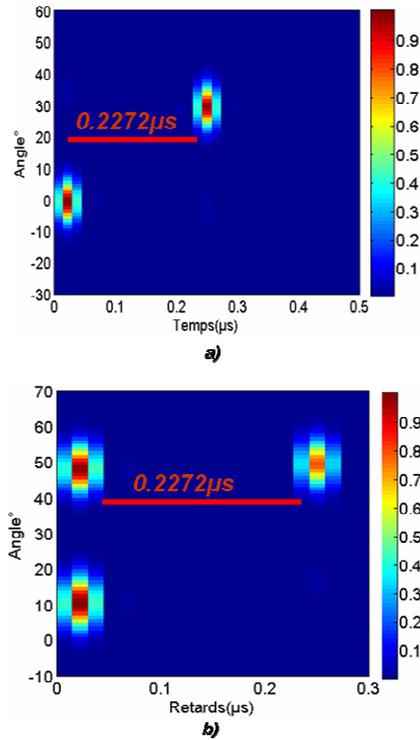
Résultats de quelques simulations sous ADS_PTOLEMY

Figure A3. 13 : cas de deux et trois sources localisés par l'antenne patch.

La Figure A3. 13.a) montre la RST après traitement par AOACLEAN dans les cas de deux sources émettrices à 0° et 30°. Le retard fixé au niveau de la simulation est retrouvé sur la RST traitée. Ce retard est de 0.2272μs.

La Figure A3. 13.b) montre la RST après traitement par AOACLEAN dans les cas de trois sources émettrices à 10° et 50°. Dans cette simulation, nous avons testé le cas où deux trajets arrivent simultanément et un autre trajet arrive avec un certain retard. La RST obtenue après traitement, montre ces trois trajets conformément aux paramètres fixés lors de la simulation.

Sondage spatio-temporel

Les résultats obtenus lors du sondage spatio-temporel aux points G, I, N, Q et R

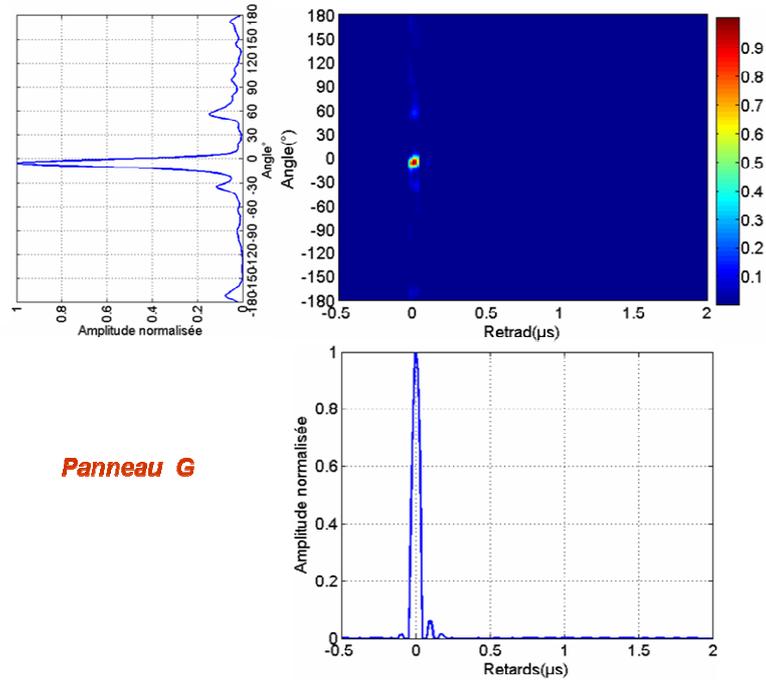


Figure A3. 14 : RST après traitement au point G, cas de l'antenne panneau

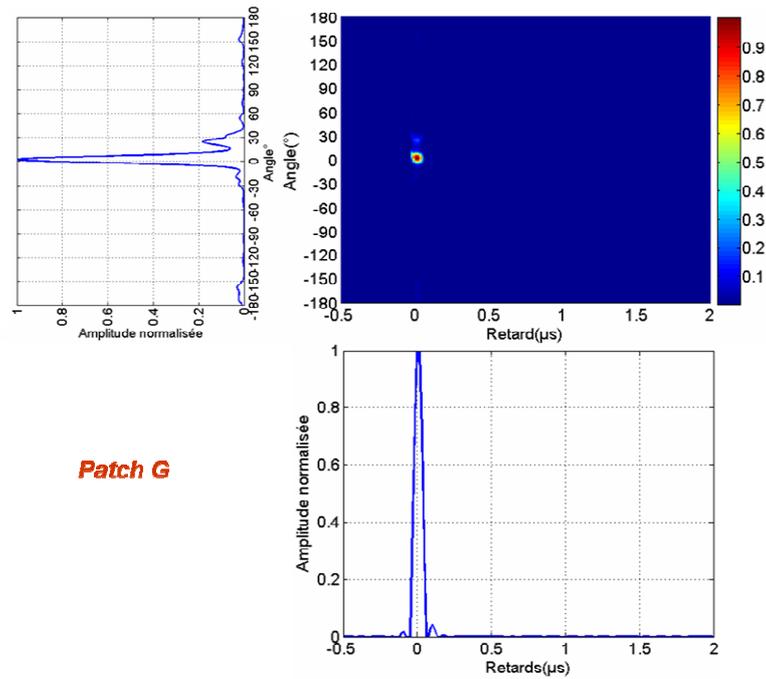


Figure A3. 15 : RST après traitement au point G, cas de l'antenne patch.

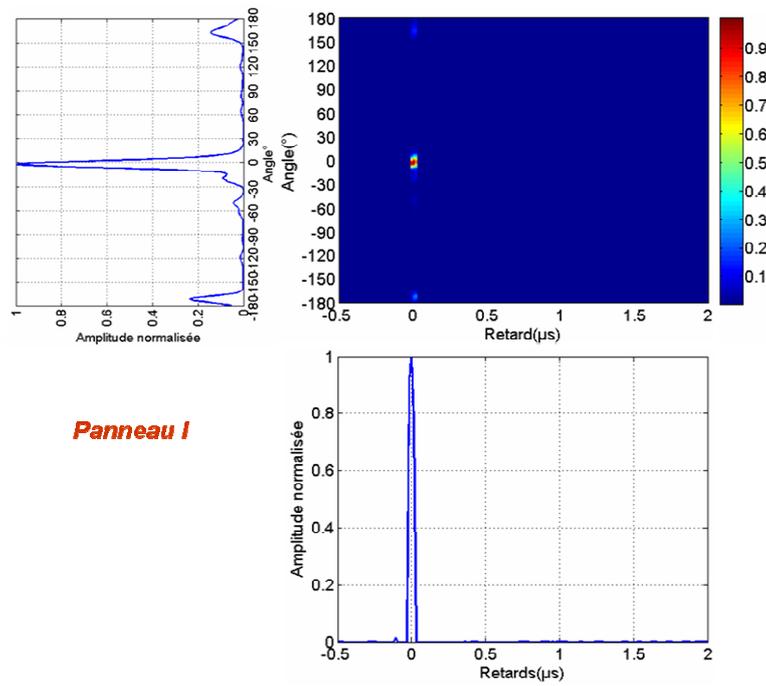


Figure A3. 16 : RST après traitement au point I, cas de l'antenne panneau

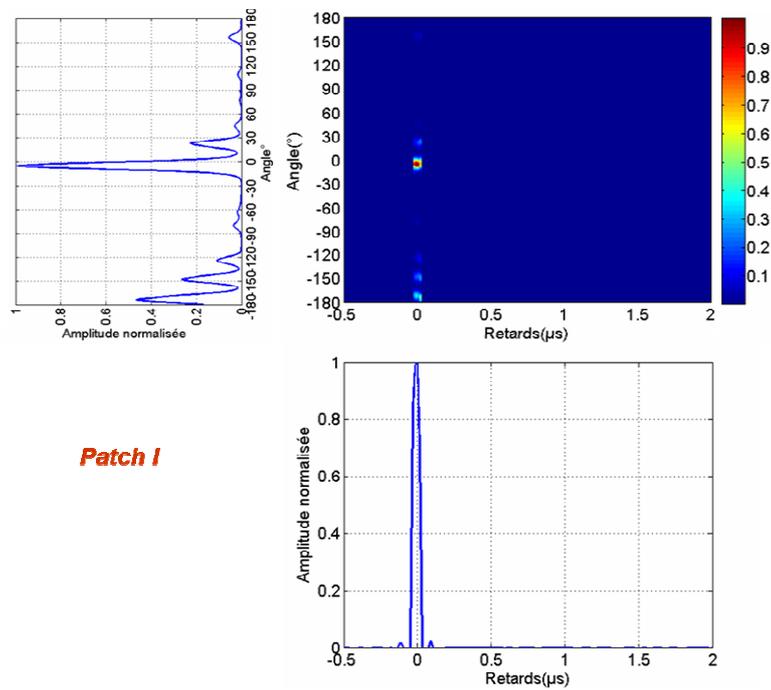


Figure A3. 17 : RST après traitement au point I, cas de l'antenne patch.

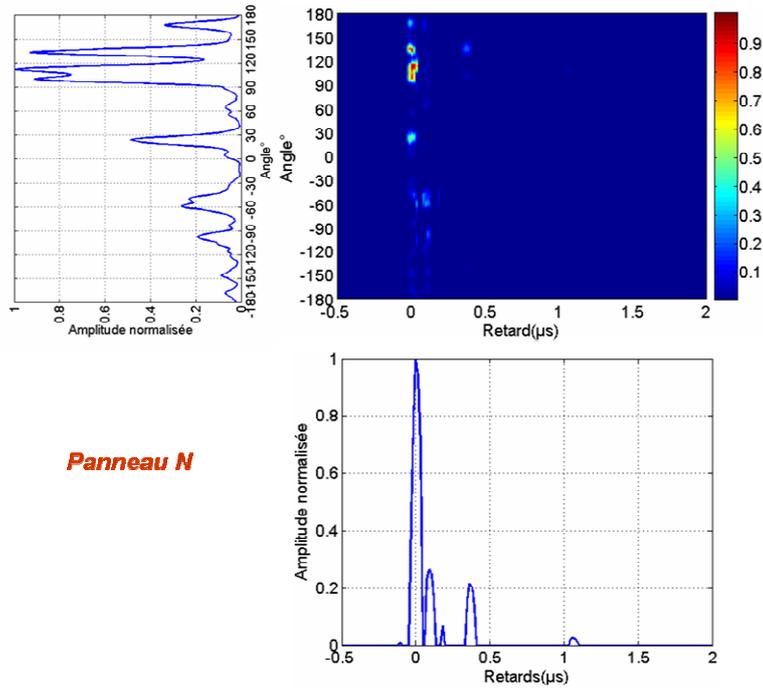


Figure A3. 18 : RST après traitement au point N, cas de l'antenne panneau

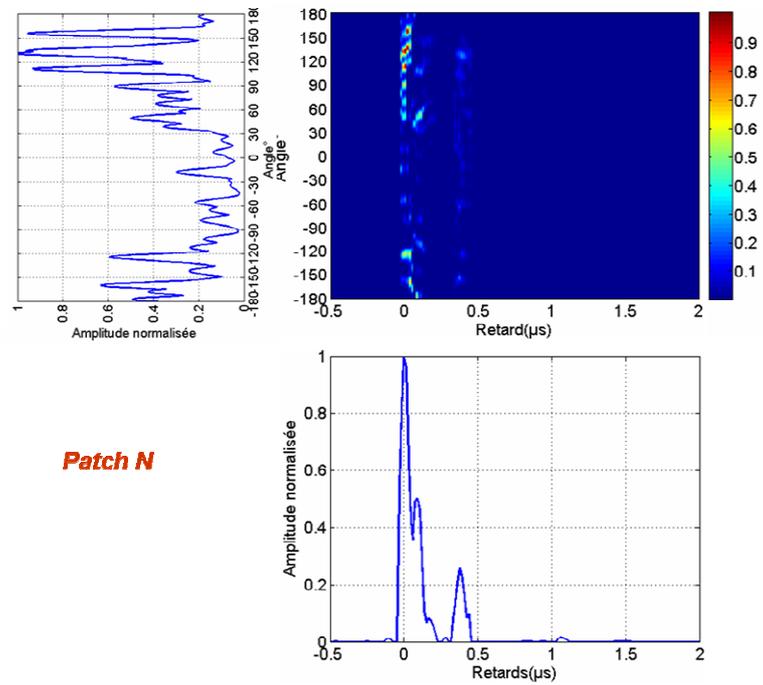


Figure A3. 19 : RST après traitement au point N, cas de l'antenne patch.

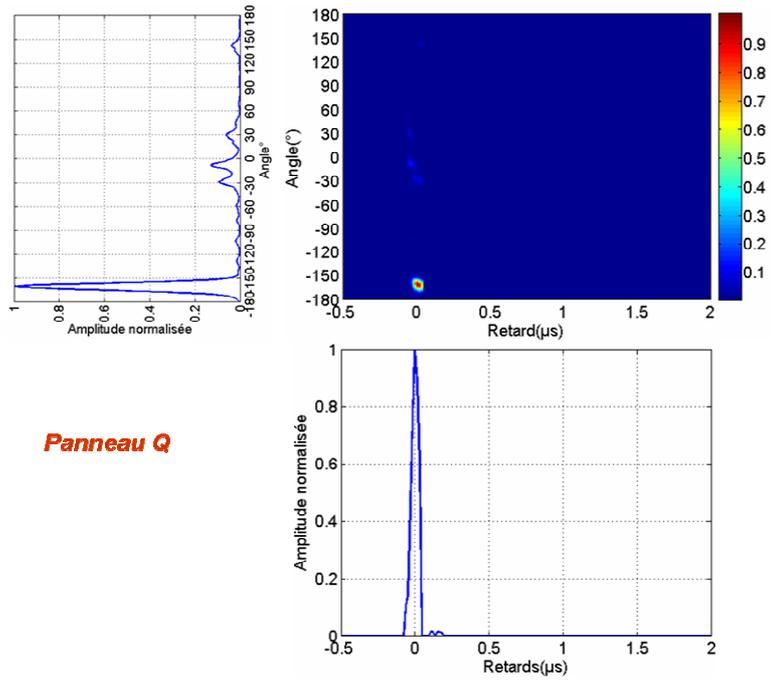


Figure A3. 20 : RST après traitement au point Q, cas de l'antenne panneau

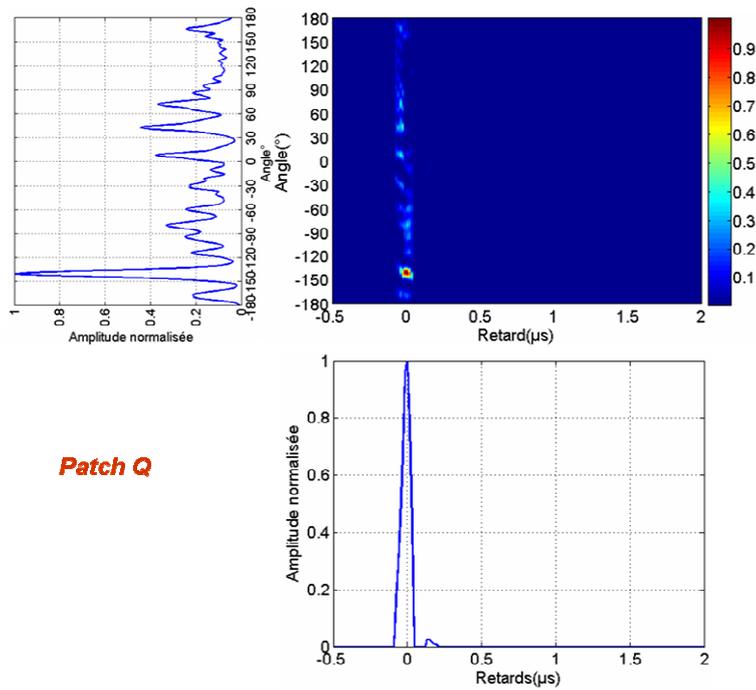


Figure A3. 21 : RST après traitement au point Q, cas de l'antenne patch

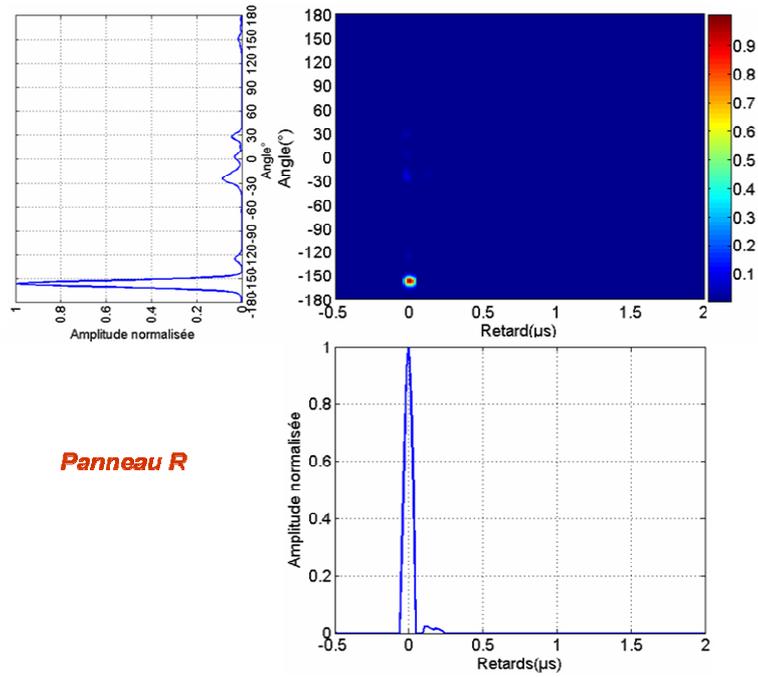


Figure A3. 22 : RST après traitement au point R, cas de l'antenne panneau

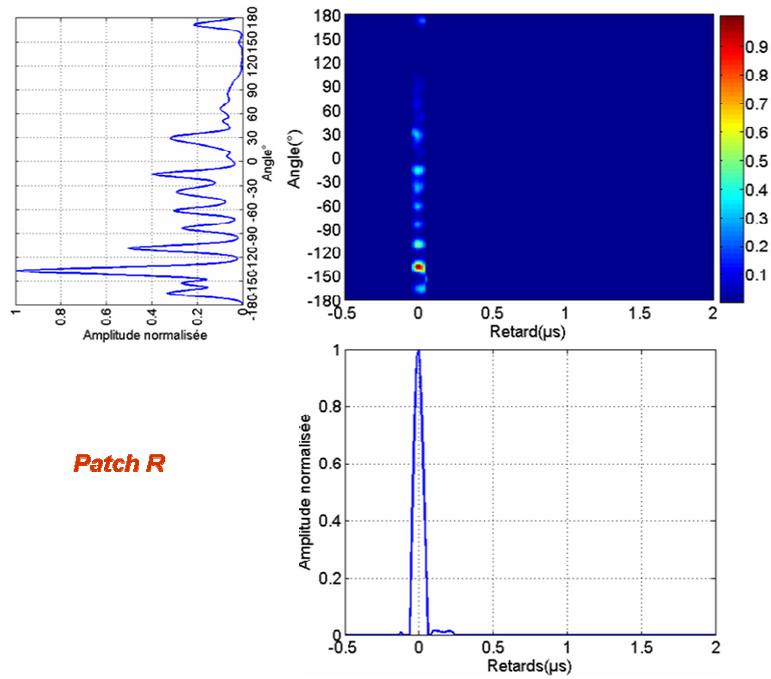


Figure A3. 23: RST après traitement au point G, cas de l'antenne patch.

LISTE DES TRAVAUX

PUBLICATIONS DANS UNE REVUE SCIENTIFIQUE
INTERNATIONALE

O.AKHDAR, M.MOUHAMADOU, D.CARSENAT, C.DECROZE, T.MONEDIERE

“A new clean algorithm for angle of arrival denoising”

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 8, 2009. Page(s):478-481.

(Soumission de deux papiers en cours)

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

O.AKHDAR, D.CARSENAT, C.DECROZE, T.MONEDIERE

“A simple technique for angle of arrival measurement”

Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S2008.IEEE, San Diego, USA.

O.AKHDAR, D.CARSENAT, C.DECROZE, T.MONEDIERE

“Direction of arrival measurements for outdoor-to-indoor channel characterization”

The third European Conference on Antennas and Propagation (Eucap 2009), Berlin, Germany.

S.REYNAUD, M.MOUHAMADOU, M.FAKIH, O.AKHDAR, D.CARSENAT, C.DECROZE, E.DOUZON, T.MONEDIERE

“Outdoor to Indoor Channel Characterization by Simulations and Measurements for Optimising WiMAX Relay Network Deployment”

Vehicular Technology conference VTC.2009.IEEE, Barcelone, Espagne.