

N° 41532

UNIVERSITE LILLE 1 - SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

Ecole Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

## THESE

pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille

**Spécialité : Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications**  
préparée à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie

présentée et soutenue publiquement par :

**VIN Isabelle Kyoko**

le 14 novembre 2014

### **Algorithmes de localisation de mobiles en milieu urbain en mode non-coopératif**

#### **Membres du Jury**

Rapporteurs :

M. Rodolphe VAUZELLE            Professeur à l'Université de Poitiers

M. José-María MOLINA GARCÍA-PARDO

Professeur à l'Universidad Politecnica de Cartagena Spain

Président du jury :

M. Alain SIBILLE                    Professeur à Telecom Paris Tech

Directrice de thèse :

Mme. Martine LIENARD            Professeure à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

Co-encadrant :

M. Davy GAILLOT                    Maître de conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

Invité :

M. Philippe MORGAND              Chef de projet R&D à Thales Communications



*Je dédie ce travail à ma fille Véreine,  
à mon compagnon Stéphane,  
ainsi qu'à notre future fille*



# Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit s'est déroulé au groupe Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique (TELICE) dans l'Institut d'Electronique, Micro-électronique et de Nanotechnologies (IEMN) sous la direction de Mme Martine Liénard, avec le co-encadrement de M. Davy Gaillot.

Je tiens à remercier en premier lieu ma directrice de thèse, Mme. Martine Liénard, Professeure à l'Université de Lille 1, qui m'a proposé ce sujet puis m'a encadrée de manière exemplaire, et sans qui ce manuscrit n'aurait vu le jour. Sa personnalité, toujours positive, encourageante, chaleureuse et patiente, ainsi que son encadrement efficace, dynamique et sa disponibilité (y compris pendant les vacances !) m'ont permis d'avancer jusqu'au bout de la thèse.

Je souhaite aussi remercier M. Davy Gaillot, Maître de Conférences à l'Université Lille 1, pour son co-encadrement, son aide sur des aspects cruciaux de ma thèse, ses conseils et son aptitude à entrer dans mes programmes pour les debugger (!).

Je tiens à remercier également M. Vauzelle, Professeur à l'Université de Poitiers, et M. Molina García-Pardo, Professeur à l'Universidad Politecnica de Cartagena Spain, d'avoir accepté d'être les rapporteurs de mon mémoire de thèse.

Mes remerciements s'adressent également à tous les membres du groupe TELICE qui ont apporté un cadre de travail chaleureux et convivial.

Enfin, et surtout, je remercie mon concubin, Stéphane, pour m'avoir encouragée à faire cette thèse, soutenue durant ces trois années, et ma fille, Véreine, qui ont été mes sources de motivation pour achever ma thèse.



# Table des matières

|  |    |
|--|----|
| Table des figures.....   | 11 |
| Liste des tableaux.....  | 15 |
| Liste des variables, des notations et des sigles .....                               | 16 |
| Liste des variables .....  | 16 |
| Liste des notations.....   | 20 |
| Liste des sigles .....   | 21 |
| Introduction.....  | 25 |
| Publications .....   | 31 |
| Chapitre 1 – Etat de l’art : techniques de localisation et canal de propagation..... | 33 |
| 1. Introduction.....   | 33 |
| 2. Etat de l'art des techniques de localisation.....                                 | 33 |
| 2.1. Généralités .....   | 33 |
| 2.2. Les techniques géométriques.....  | 34 |
| 2.2.1. Les techniques de base.....   | 35 |
| 2.2.2. Techniques hybrides.....  | 37 |
| 2.2.3. Techniques de prétraitement pour le cas NLOS.....                             | 38 |
| 2.3. Techniques non-géométriques.....  | 40 |
| 2.3.1. Identification d'empreintes (Fingerprinting-FP).....                          | 40 |
| 2.3.2. Localisation ad hoc (Multi-hop).....  | 41 |
| 2.4. Localisation avec mobiles coopératifs.....                                      | 42 |
| 2.5. Performances actuelles des méthodes de localisation .....                       | 43 |
| 3. Canal de propagation .....  | 45 |
| 3.1. Les phénomènes de propagation .....   | 45 |
| 3.1.1. La réflexion spéculaire.....  | 45 |
| 3.1.2. La diffraction.....   | 46 |
| 3.1.3. La réfraction .....   | 48 |
| 3.1.4. La diffusion .....  | 48 |
| 3.1.5. La dépolarisation .....   | 48 |
| 3.2. Estimation des paramètres spatio-temporels du canal de propagation.....         | 51 |
| 3.2.1. Description mathématique du canal .....                                       | 51 |
| 3.2.2. Les algorithmes d’estimation .....  | 52 |

## Table des matières

|  |  |    |
|--|--|----|
| 3.3.   | Les modèles de canal.....  | 58 |
| 3.3.1.   | Les différentes classes de modèle.....   | 58 |
| 3.3.2.   | Les modèles déterministes.....   | 58 |
| 4.   | Conclusion.....  | 63 |
| Chapitre 2 – caractérisation multidimensionnelle du canal..... |  | 65 |
| 1.   | Introduction.....  | 65 |
| 2.   | Caractérisation théorique du canal.....  | 65 |
| 2.1.   | Modèle de canal de l'estimateur haute résolution RIMAX.....  | 65 |
| 2.2.   | Principe de fonctionnement de RIMAX.....   | 67 |
| 2.2.1.   | Initialisation.....  | 68 |
| 2.2.2.   | Optimisation.....  | 70 |
| 2.2.3.   | Sélection de l'ordre du modèle.....  | 71 |
| 2.3.   | Etude paramétrique des performances de l'estimateur.....   | 72 |
| 2.3.1.   | Les réseaux d'antennes.....  | 72 |
| 2.3.2.   | Méthode d'intégration du diagramme de rayonnement d'antenne dans le vecteur directeur du réseau..... | 74 |
| 2.3.3.   | Performances de l'algorithme RIMAX.....  | 75 |
| 2.4.   | Synthèse.....  | 85 |
| 3.   | Méthode de caractérisation expérimentale du canal.....   | 86 |
| 3.1.   | Présentation des scénarios et méthode de mesures.....  | 86 |
| 3.2.   | Campagnes de mesure – classification des scénarios.....  | 86 |
| 3.3.   | Bande de fréquences.....   | 88 |
| 3.4.   | Description du sondeur.....  | 88 |
| 3.4.1.   | Antennes.....  | 88 |
| 3.4.2.   | Le réseau virtuel UCA.....   | 90 |
| 3.4.3.   | Description du système de mesure.....  | 91 |
| 4.   | Comparaison théorie - expérience.....  | 92 |
| 4.1.   | Le modèle déterministe : influence de la polarisation.....   | 92 |
| 4.1.1.   | Evolution du champ diffracté par l'arête verticale.....  | 93 |
| 4.1.2.   | Evolution du champ réfléchi par la façade du bâtiment.....   | 94 |
| 4.1.3.   | Importance de la nature des interactions dans un canal simulé.....                                   | 95 |
| 4.2.   | Confrontation des résultats issus du modèle et de l'expérimentation.....                             | 96 |
| 4.2.1.   | Puissances moyennes reçues.....  | 96 |
| 4.2.2.   | Etalement des retards.....   | 97 |

## Table des matières

|   |   |     |
|---|---|-----|
| 4.2.3.  | Etalement angulaire .....   | 98  |
| 4.2.4.  | Caractérisation spatiale.....   | 99  |
| 5.  | Analyse du rapport des puissances relatives en co-polarisation/polarisation croisée (XPD) . | 102 |
| 5.1.  | Analyse du XPD global sur le réseau.....  | 102 |
| 5.2.  | Analyse du rapport $(XPD)^{-1}$ suivant l'antenne .....                                     | 104 |
| 6.  | Conclusion .....  | 108 |
| Chapitre 3 – Algorithme de localisation en NLOS en mode non coopératif .          |   | 109 |
| 1.  | Introduction.....   | 109 |
| 2.  | Description de la méthode développée .....  | 109 |
| 2.1.  | Principe général.....   | 109 |
| 2.2.  | Hypothèses de travail – Contraintes .....   | 110 |
| 2.2.1.  | Hypothèses de travail .....   | 110 |
| 2.2.2.  | Contraintes et difficultés .....  | 111 |
| 2.3.  | Les étapes de l'algorithme de localisation proposé .....                                    | 112 |
| 3.  | Méthode de synchronisation des signaux UL et DL .....                                       | 113 |
| 4.  | Les métriques .....   | 116 |
| 4.1.  | La métrique d'empreinte géométrique partielle .....   | 116 |
| 4.1.1.  | Métriques 1D.....   | 116 |
| 4.1.2.  | Procédure d'appairage des rayons UL et DL .....   | 117 |
| 4.1.3.  | La métrique géométrique 2D .....  | 117 |
| 4.1.4.  | Cas de multiples RS.....  | 120 |
| 4.2.  | Métrique spectrale .....  | 120 |
| 4.2.1.  | Description .....   | 120 |
| 4.2.2.  | Cas d'antennes omnidirectionnelles .....  | 121 |
| 4.2.3.  | Cas d'antennes directives.....  | 122 |
| 4.3.  | Métrique hybride .....  | 123 |
| 5.  | Performances théoriques du procédé de localisation en mode non coopératif .....             | 123 |
| 5.1.  | Performances de la méthode de synchronisation .....   | 124 |
| 5.2.  | Etude paramétrique des performances de la méthode de localisation.....                      | 127 |
| 5.2.1.  | Métrique géométrique partielle.....   | 127 |
| 5.2.2.  | Métrique spectrale .....  | 133 |
| 5.2.3.  | Métrique hybride 3D .....   | 138 |
| 6.  | Conclusion .....  | 140 |
| Chapitre 4 – Etude expérimentale du procédé de localisation en scénario NLOS..... |   | 143 |

## Table des matières

|  |     |
|--|-----|
| 1. Introduction.....   | 143 |
| 2. Validation expérimentale du procédé de localisation.....                                      | 143 |
| 2.1. Généralisation de la métrique pour une orientation d'émission quelconque.....               | 143 |
| 2.2. Phase préliminaire de synchronisation .....   | 144 |
| 2.2.1. Analyse des erreurs de synchronisation.....   | 144 |
| 2.2.2. Adaptation de la méthode de synchronisation .....   | 146 |
| 2.3. Performances du procédé de localisation .....   | 148 |
| 2.3.1. Métrique géométrique MCD .....  | 149 |
| 2.3.2. Métrique spectrale .....  | 151 |
| 2.3.3. Synthèse des performances .....   | 153 |
| 3. Technique de localisation à diversité de polarisation .....                                   | 153 |
| 3.1. Description de la technique.....  | 153 |
| 3.2. Performances de la technique de localisation à diversité de polarisation.....               | 155 |
| 4. Conclusion .....  | 156 |
| Chapitre 5 – Etude théorique d'un algorithme de localisation en NLOS avec un récepteur mobile. . | 159 |
| 1. Introduction.....   | 159 |
| 2. Description de la méthode proposée.....   | 159 |
| 2.1. Principe.....   | 159 |
| 2.2. Hypothèses de travail et contraintes .....  | 161 |
| 2.3. Description des différentes étapes .....  | 162 |
| 2.3.1. Identification des rayons récurrents .....  | 162 |
| 2.3.2. Détermination du Point Virtuel .....  | 164 |
| 2.3.3. Détection des diffractions .....  | 167 |
| 2.3.4. Tracé de rayons inverse et estimation de la position du MS .....                          | 169 |
| 3. Simulations .....   | 172 |
| 3.1. Environnement de simulation .....   | 173 |
| 3.2. Nature des rayons récurrents.....   | 173 |
| 3.3. Performances théoriques .....   | 175 |
| 4. Conclusion .....  | 176 |
| Conclusion générale et perspectives.....   | 179 |
| Annexes .....  | 183 |
| Bibliographie.....   | 189 |

# Table des figures

|   |    |
|---|----|
| FIGURE 0.1 : PROBABILITE D'AVOIR UN NOMBRE DE SATELLITES DISPONIBLES AU NIVEAU DU RECEPTEUR. CAS PARTICULIER DANS RIO DE JANEIRO D'UN ENVIRONNEMENT URBAIN DENSE (COPACABANA- 532 RELEVES) ET RESIDENTIEL (IRAYA AVEC 443 RELEVES). EXTRAIT DE [COST11].....  | 26 |
| FIGURE I.1 VUE D'ENSEMBLE DES TECHNIQUES DE LOCALISATION.....   | 34 |
| FIGURE I.2 CLASSIFICATION DES ALGORITHMES DE LOCALISATION COOPERATIVE.....  | 42 |
| FIGURE I.3 ILLUSTRATION DES PRINCIPAUX MECANISMES DE PROPAGATION DANS L'ENVIRONNEMENT URBAIN.....   | 45 |
| FIGURE I.4 SCHEMA ILLUSTRANT UNE DIFFRACTION PAR UN OBSTACLE EN LAME DE COUTEAU (PLAN AZIMUTAL).....  | 46 |
| FIGURE I.5 DESCRIPTION DU CANAL PAR RAYON.....  | 51 |
| FIGURE I.6 PROFIL DE PUISSANCE-RETARD DE LA COMPOSANTE DAN COMPORTANT LA DMC ET LE BRUIT.....   | 56 |
| FIGURE I.7 TECHNIQUE DES IMAGES POUR LE TRACE DE RAYONS.....  | 59 |
| FIGURE I.8 ILLUSTRATION DE LA TECHNIQUE DE LANCER DE RAYONS.....  | 60 |
| FIGURE I.9 EXEMPLE DE RAYON DIRECT DANS LE PLAN HORIZONTAL, ASSOCIE A UNE DOUBLE DIFFRACTION SUR DES OBSTACLES EN LAME DE COUTEAU. EXTRAIT DE [TEN011].....   | 61 |
| FIGURE I.10 EXEMPLE DE RAYONS REFLECHIS (A GAUCHE) ET DIFFRACTES (A DROITE) [TEN011].....   | 62 |
| FIGURE I.11 PARAMETRES DE RESOLUTION DU LANCER DE RAYONS VLAB.....  | 62 |
| FIGURE II.1 ETAPES DE L'ALGORITHME D'ESTIMATION RIMAX.....  | 68 |
| FIGURE II.2 ILLUSTRATION DES RESEAUX UCA ET URA.....  | 72 |
| FIGURE II.3 DEFINITION DES SYSTEMES DE COORDONNEES ( $\theta$ , $\phi$ ) ET ( $\varphi_{az}$ , $\varphi_{el}$ ).....  | 74 |
| FIGURE II.4 VUE SCHEMATIQUE AERIENNE DE L'ENVIRONNEMENT DE SIMULATION. LES CONTOURS DES BATIMENTS SONT REPRESENTES PAR DES LIGNES BLEUES, LES CONTOURS DE LA VEGETATION SONT EN VERT. LES 8 POSITIONS D'EMISSION SONT REPRESENTEES PAR DES CARRÉS BLEUS ; LES 100 POSITIONS DE RECEPTION SONT INDIQUEES PAR DES CROIX NOIRES..... | 76 |
| FIGURE II.5 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE $\tau_{rms}$ ET $\theta_{rms}$ DES 800 CANAUX SIMULES.....   | 77 |
| FIGURE II.6 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DU FACTEUR K POUR LES 800 CANAUX SIMULES.....   | 78 |
| FIGURE II.7 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS D'ESTIMATION DES TOA (A) ET AOA AZIMUT (B). BANDE PASSANTE 22 MHz. SNR=20 dB. $M_f=1601$ . COURBE CONTINUE : 4/7, COURBE EN POINTILLES : 2/3.....   | 80 |
| FIGURE II.8 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS D'ESTIMATION DES TOA (A) ET AOA AZIMUT (B) EN FONCTION DU NOMBRE D'ANTENNES DU RESEAU (UCA). BANDE PASSANTE 22 MHz. SNR=20 dB. $M_f=1601$ . CONFIGURATION P/N = 2/3.....  | 82 |
| FIGURE II.9 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS D'ESTIMATION DES TOA (A) ET AOA AZIMUT (B) EN FONCTION DU NOMBRE D'ANTENNES DU RESEAU (URA). BANDE PASSANTE 22 MHz. SNR=20 dB. $M_f=1601$ . CONFIGURATION P/N = 2/3.....  | 82 |
| FIGURE II.10 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS D'ESTIMATION DES TOA (A) ET AOA AZIMUT (B) EN FONCTION DE LA BANDE PASSANTE. RESEAU UCA 12 PATCH. SNR=20 dB. $M_f=1601$ . CONFIGURATION P/N = 2/3.....   | 83 |
| FIGURE II.11 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS D'ESTIMATION DES TOA (A) ET AOA AZIMUT (B) EN FONCTION DE LA BANDE PASSANTE. RESEAU URA 36 ANTENNES ISOTROPES. SNR=20 dB. $M_f=1601$ . CONFIGURATION P/N = 2/3.....  | 84 |
| FIGURE II.12 REPNSES IMPULSIONNELLES D'UN CANAL, POUR DIFFERENTS NIVEAUX DE SNR MOYEN (BRUIT AWGN). BANDE PASSANTE 22 MHz.....  | 85 |
| FIGURE II.13 ORIENTATION DE L'ANTENNE PATCH BIPOLARISEE A L'EMISSION.....   | 87 |
| FIGURE II.14 VUE AERIENNE SUR GOOGLE EARTH DES POSITIONS DE L'EMETTEUR (Tx) ET DU RECEPTEUR (Rx) SUR LE CAMPUS DE L'UNIVERSITE DE LILLE 1.....  | 87 |
| FIGURE II.15 PHOTOS RECTO-VERSO D'UNE ANTENNE PATCH A BIPOLARISATION.....   | 88 |
| FIGURE II.16 MESURES DU PARAMETRE $S_{11}$ POUR $S_{VV}$ , $S_{HH}$ ET $S_{HV}$ . (A) : ANTENNE RX, (B) : ANTENNE TX.....   | 88 |
| FIGURE II.17 ANTENNE DE RECEPTION (GAUCHE) ET D'EMISSION (DROITE).....  | 89 |

## Table des figures

|   |     |
|---|-----|
| FIGURE II.18 DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT 3D EQUIVALENT DU PATCH, OBTENU APRES PASSAGE DE COORDONNEES ( $\theta$ , $\phi$ ) VERS ( $\varphi_{az}$ , $\varphi_{el}$ ) ET INTERPOLATION EADF. A GAUCHE : POLARISATION VV, A DROITE : POLARISATION HH. .... | 89  |
| FIGURE II.19 POSITIONNEMENT DU RESEAU D'ANTENNES VIRTUEL UCA (EXEMPLE LIAISON 20) (A) - PHOTO DU RESEAU VIRTUEL UCA (B).....  | 90  |
| FIGURE II.20 DIAGRAMME DE RAYONNEMENT EQUIVALENT DU RESEAU UCA SUR LE PLAN AZIMUTAL POUR LES 4 MODES D'EXCITATION. (GAIN DE PUISSANCE DU RESEAU, EN ECHELLE LINEAIRE) .....   | 91  |
| FIGURE II.21 CHAINE D'EMISSION-RECEPTION DU SONDEUR DE CANAL .....  | 91  |
| FIGURE II.22 CARACTERISTIQUES FREQUENTIELLES DES ELEMENTS RF EN GAIN ET PHASE .....   | 92  |
| FIGURE II.23 VUE AERIENNE DE L'ENVIRONNEMENT DE SIMULATION. DIFFRACTEUR EVALUE : ARETE VERTICALE DU BATIMENT P4. REFLECTEUR EVALUE : FAÇADE DU P5. 36 POSITIONS DE RX, ESPACEES DE 5 M.....   | 93  |
| FIGURE II.24 POSITIONS DU RX (CROIX ROUGES) A GAUCHE, AMPLITUDE DU CHAMP REÇU DIFFRACTE SUIVANT LES POSITIONS DE RX, A DROITE. ....   | 93  |
| FIGURE II.25 ANGLE DU RAYON DIFFRACTE (REFERENTIEL TRIGONOMETRIQUE) (A), EN PARALLELE AVEC LA PUISSANCE DU RAYON DIFFRACTE (B).....   | 94  |
| FIGURE II.26 PUISSANCE DU RAYON REFLECHI (A), EN PARALLELE AVEC LES POSITIONS CORRESPONDANTES DU RX (B).....  | 94  |
| FIGURE II.27 VUE AERIENNE DES INTERACTIONS DES RAYONS AVEC L'ENVIRONNEMENT (A), EN PARALLELE AVEC LA REPONSE IMPULSIONNELLE (B) .....   | 95  |
| FIGURE II.28 PUISSANCES MOYENNES THEORIQUES ET EXPERIMENTALES REÇUES EN VV/HH SUR LE RESEAU.....  | 96  |
| FIGURE II.29 ETALEMENTS DES RETARDS THEORIQUES ET EXPERIMENTALES EN VV/HH OBTENUS A PARTIR DES RAYONS SPECULAIRES PREDITS/ESTIMES (BANDE INFINIE). LES COULEURS PRESENTES SUR LA FLECHE RAPPELLENT LE TYPE DE SCENARIO CONSIDERE. .                   | 98  |
| FIGURE II.30 ETALEMENTS ANGULAIRES EN AZIMUT, THEORIQUES ET EXPERIMENTALES, EN VV/HH OBTENUS A PARTIR DES RAYONS SPECULAIRES PREDITS/ESTIMES (BANDE INFINIE). LES COULEURS SUR LA FLECHE CORRESPONDENT AU TYPE DE SCENARIO. ....                      | 98  |
| FIGURE II.31 (A)TRACE DE RAYON SUR L'ENVIRONNEMENT SCHEMATIQUE POUR LE CANAL 19, ESTIME (NOIR) ET PREDIT (ROUGE). (B). POSITION DU RESEAU UCA PAR RAPPORT AU NORD. ....   | 99  |
| FIGURE II.32 REPRESENTATION SUR DIAGRAMME POLAIRE DES AOA ET AMPLITUDES (NORMALISEES PAR RAPPORT A 1) ESTIMEES (ROUGE) ET PREDITES (BLEU) POUR LE CANAL 19, EN POLARISATION VV (GAUCHE) ET HH (DROITE). ....  | 100 |
| FIGURE II.33 AMPLITUDES DES RAYONS EN FONCTION DES TOA MESURES (LIGNES CONTINUES)/PREDITS (LIGNE NOIRE EN POINTILLE), POUR LA LIAISON 19, FILTRES SUR 22 MHZ DE BANDE. (A) POLARISATION VV, (B) POLARISATION HH.....                                  | 100 |
| FIGURE II.34 TRACE DE RAYON SUR L'ENVIRONNEMENT SCHEMATIQUE POUR LE CANAL 20, ESTIME (NOIR) ET PREDIT (ROUGE). ....   | 101 |
| FIGURE II.35 REPRESENTATION SUR DIAGRAMME POLAIRE DES AOA ET AMPLITUDES (NORMALISEES PAR RAPPORT A 1) ESTIMEES (ROUGE) ET PREDITES (BLEU) POUR LE CANAL 20, EN POLARISATION VV (GAUCHE) ET HH (DROITE). ....  | 101 |
| FIGURE II.36 AMPLITUDES DES RAYONS EN FONCTION DES TOA MESURES (LIGNES CONTINUES)/PREDITS (LIGNE NOIRE EN POINTILLE), POUR LA LIAISON 20, FILTRES SUR 22 MHZ DE BANDE. (A) POLARISATION VV, (B) POLARISATION HH.....                                  | 102 |
| FIGURE II.37 VALEUR DU XPD POUR LES CANAUX 1 A 22, D'ORIENTATION 0°. EN BLEU : EMISSION V, EN ROUGE : EMISSION H. LES CANAUX A PLUS FAIBLES XPD SONT ENTOURES EN NOIR, LES PLUS FORTS XPD EN MARRON.....  | 103 |
| FIGURE II.38 VISUALISATION DES LIAISONS AYANT LES PLUS FAIBLES XPD (A GAUCHE) / LES PLUS FORTS XPD (A DROITE).....  | 103 |
| FIGURE II.39 VISUALISATION DU $XPD_i - 1$ SUR L'ENVIRONNEMENT POUR LA LIAISON 3. POLARISATION D'EMISSION V.....   | 105 |
| FIGURE II.40 VISUALISATION DU $XPD_i - 1$ SUR L'ENVIRONNEMENT POUR LA LIAISON 3. POLARISATION D'EMISSION H.....   | 105 |
| FIGURE II.41 PUISSANCE REÇUE PAR ANTENNE POUR LA LIAISON 3, POUR UNE POLARISATION D'EMISSION V (A) ET H (B).....  | 106 |
| FIGURE II.42 VISUALISATION DU $XPD_i - 1$ SUR L'ENVIRONNEMENT POUR LA LIAISON 14. POLARISATION D'EMISSION V. ....   | 107 |
| FIGURE II.43 VISUALISATION DU $XPD_i - 1$ SUR L'ENVIRONNEMENT POUR LA LIAISON 14. POLARISATION D'EMISSION H.....  | 107 |
| FIGURE II.44 PUISSANCE REÇUE PAR ANTENNE POUR LA LIAISON 14, POUR UNE POLARISATION D'EMISSION V (A) ET H (B).....   | 108 |
| FIGURE III.1 EXEMPLE DE SCENARIO DE LOCALISATION (VUE AERIENNE DU CAMPUS DE LILLE 1). A GAUCHE : CANAL UL (LIAISON MS-RS), A DROITE : MAILLAGE DE L'ENVIRONNEMENT EN $M_{cell}$ ET SIMULATION DE PROPAGATION DL (LIAISON RS VERS CHAQUE CELLULE)..... | 110 |
| FIGURE III.2 SYNOPTIQUE DU PROCEDE DE LOCALISATION NON COOPERATIVE .....  | 112 |
| FIGURE III.3 ILLUSTRATION DE LA METHODE DE SYNCHRONISATION .....  | 114 |
| FIGURE III.4 EXEMPLE REPRESENTATIF D'UNE FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES METRIQUES $MCD_{Am}$ ET $MCD_{Tm}$ ....  | 118 |
| FIGURE III.5 ILLUSTRATION SUR UN EXEMPLE DU PROBLEME DE RESURGENCES SUR LES FONCTIONS DE COUTS $MCD_{A}$ ET $MCD_{T}$ .....   | 119 |

## Table des figures

|  |     |
|--|-----|
| FIGURE III.6 VUE AERIENNE DE L'ENVIRONNEMENT SCHEMATIQUE DE SIMULATION. LES MS SONT REPRESENTES PAR DES CARRÉS BLEUS, LES RS PAR DES CROIX NOIRES. ....  | 124 |
| FIGURE III.7 ERREUR DE SYNCHRONISATION EN FONCTION DU NOMBRE D'ELEMENTS PATCH. RESEAU UCA, BANDE PASSANTE DE 22 MHz. ....  | 125 |
| FIGURE III.8 ERREUR DE SYNCHRONISATION EN FONCTION DE LA BANDE PASSANTE DE TRANSMISSION. RESEAU UCA 12 PATCH ....  | 125 |
| FIGURE III.9 EXEMPLE DE CAS PARTICULIERS THEORIQUES OU UNE SYNCHRONISATION PUREMENT ANGULAIRE SUR UN RAYON PEUT ETRE ERRONEE SI COUPLEE AVEC UNE ERREUR D'ESTIMATION. ....                                       | 126 |
| FIGURE III.10 EXEMPLE DE CARTOGRAPHIES $MCD_A$ (A), $MCD_T$ (B) ET $MCD_{2D}$ (C), OBTENUES POUR LA LIAISON MS4 RS40. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz. ....   | 127 |
| FIGURE III.11 EXEMPLE DE CARTOGRAPHIES $MCD_A$ ET $MCD_T$ , OBTENUES POUR LA LIAISON MS4 RS82. IL N'Y A AUCUNE ERREUR DE LOCALISATION. ....  | 128 |
| FIGURE III.12 EXEMPLE DE CARTOGRAPHIES $MCD_A$ ET $MCD_T$ , OBTENUES POUR LA LIAISON MS4 RS85. ERREURS DE LOCALISATION : 86.6 M ( $MCD_A$ ) ET 7.9 M ( $MCD_T$ ). ....   | 128 |
| FIGURE III.13 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'ERREUR DE LOCALISATION PAR MCD, $MCD_A$ ET $MCD_T$ , AVEC 1 RS ET 2 RS. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz. 8 POSITIONS POSSIBLES POUR MS. ....   | 129 |
| FIGURE III.14 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'ERREUR DE LOCALISATION PAR MCD EN FONCTION DE KNN. OBTENU AVEC 2 RS, AVEC UN RESEAU DE 12 ELEMENTS PATCH ET UNE BANDE PASSANTE DE 22 MHz. ....            | 130 |
| FIGURE III.15 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'ERREUR DE LOCALISATION PAR MCD EN FONCTION DE LA BANDE PASSANTE. RESEAU UCA 12 PATCH. ....  | 130 |
| FIGURE III.16 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'ERREUR DE LOCALISATION PAR MCD EN FONCTION DU NOMBRE D'ANTENNES. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz. ....   | 131 |
| FIGURE III.17 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'ERREUR DE LOCALISATION PAR MCD EN FONCTION DE LA STRUCTURE DU RESEAU ET DU TYPE D'ANTENNE UTILISE. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz. ....       | 131 |
| FIGURE III.18 EXEMPLE DE CARTOGRAPHIES DE METRIQUE SPECTRALE OBTENUE PAR CORRELATION COMPLEXE (A) ET PAR CORRELATION D'ENVELOPPE (B). LIAISON MS4-RS50, BANDE PASSANTE 22 MHz, RESEAU UCA 12 PATCH. ....         | 133 |
| FIGURE III.19 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION SELON LA METHODE DE CORRELATION FREQUENTIELLE. OBTENU AVEC 2 RS, BANDE PASSANTE 22 MHz, RESEAU UCA 12 PATCH. ....                  | 134 |
| FIGURE III.20 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION SELON LA BANDE PASSANTE. RESEAU UCA 12 PATCH. ....   | 135 |
| FIGURE III.21 ILLUSTRATION D'UN CAS OU LA LOCALISATION AVEC 2 RS SE DEGRADE. POSITION N°4 DU MS. ET RS50. CARTOGRAPHIES DE $M_{CORR}$ OBTENUE AU RS 2 (B) ET AU RS 50 (C), EN PARALLELE AVEC LEURS CDF (A). .... | 136 |
| FIGURE III.22 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION SELON LE TYPE D'ANTENNES UTILISEES. RESEAU UCA AVEC 12 ELEMENTS. ....  | 136 |
| FIGURE III.23 ILLUSTRATION DES METRIQUES GEOMETRIQUE MCD (A), SPECTRALE $M_{CORR}$ (B) ET HYBRIDE $M_H$ (C) ....   | 138 |
| FIGURE III.24 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION SELON LA METRIQUE EMPLOYEE, AVEC 1 PUIS 2 RS. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz. ....                                     | 139 |
| FIGURE IV.1 ERREURS DE SYNCHRONISATION POUR LES SCENARIOS $0^\circ$ (A GAUCHE) ET POUR LES SCENARIOS « U » ....  | 145 |
| FIGURE IV.2 EXEMPLE D'ERREUR DE SYNCHRONISATION, OBTENUE POUR LA LIAISON EXPERIMENTALE N°20, EN POLARISATION VV  | 146 |
| FIGURE IV.3 COMPARAISON DES ERREURS DE SYNCHRONISATION EXPERIMENTALES POUR LES METHODES 1 ET 2. $N_{TEST}=3$ . ....  | 148 |
| FIGURE IV.4 EXEMPLE DE SCENARIO DE LOCALISATION AVEC 2 RS – LIAISONS 4 ET 6 EXPLOITEES, POLARISATION VV ....   | 149 |
| FIGURE IV.5 EXEMPLE DE SCENARIO DE LOCALISATION AVEC 2 RS – LIAISONS 13 ET 16 EXPLOITEES, POLARISATION HH ....   | 150 |
| FIGURE IV.6 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION PAR MCD, OBTENUES POUR LES SCENARIOS « U » ....  | 150 |
| FIGURE IV.7 EXEMPLES REPRESENTATIFS DE CARTOGRAPHIES DE METRIQUES SPECTRALES – LIAISON 2 VV (A) ET LIAISON 14 VV (B) ....  | 152 |
| FIGURE IV.8 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION PAR LA METRIQUE SPECTRALE, OBTENUES AVEC 2 RS ....   | 152 |
| FIGURE IV.9 EXEMPLE DE FUSION OBTENUE AVEC LA DIVERSITE DE POLARISATION – LIAISONS 12 ET 17, POLARISATION V DU MS..  | 154 |
| FIGURE IV.10 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION PAR LA MCD. ....  | 155 |

## Table des figures

|  |     |
|--|-----|
| FIGURE IV.11 FONCTION DE DISTRIBUTION CUMULATIVE DES ERREURS DE LOCALISATION PAR $MCD_{DIV}$ AVEC 2 RS, SUIVANT LE SNR. LES REALISATIONS AVEC SNR ELEVE EXPLOITENT DEUX LIAISONS MS-RS DONT LE SNR EST COMPRIS ENTRE 50 dB ET 75 dB (98 REALISATIONS). CELLES A SNR FAIBLE, DEUX LIAISONS MS-RS A SNR COMPRIS ENTRE 3 ET 16 DB (42 REALISATIONS).....                                  | 156 |
| FIGURE V.1 SCENARIO TYPIQUE DE LOCALISATION (A) – ILLUSTRATION DU PRINCIPE DE BRT SUR DEUX RAYONS RECURRENTS REFLECHIS (B).....  | 161 |
| FIGURE V.2 SYNOPTIQUE DE L’ALGORITHME DE LOCALISATION.....   | 161 |
| FIGURE V.3 VARIATION DES TOA ET AOA AZIMUT DES RAYONS ESTIMES (CROIX ROUGES)/PREDITS PAR LANCER DE RAYONS (RONDS BLEUS) LE LONG DE LA ROUTE DU RS. SEUIL 10 DB. L’ESTIMATION EST EFFECTUEE AVEC RIMAX, AVEC UN RESEAU UCA 12 PATCH (SNR 20 DB).....  | 163 |
| FIGURE V.4 VUE AERIENNE DU POINT VIRTUEL (VP) DEDUIT A PARTIR DES AOA, TDOA, AINSI QUE D’AUTRES CONSIDERATIONS GEOMETRIQUES.....   | 164 |
| FIGURE V.5 CAS RENCONTRES POUR LES VIRTUAL POINT. VUE AERIENNE POUR LES CAS 1, 2 ET 3 ; VUE 3D POUR LE CAS 4.....  | 167 |
| FIGURE V.6 TOA ET pTOA DEDUITS DES VP POUR LES DIFFERENTS RAYONS RECURRENTS LE LONG DE LA ROUTE (A) – ERREURS DE SYNCHRONISATION CORRESPONDANT A CES RAYONS RECURRENTS (B). EXEMPLE POUR LE SCENARIO DE LOCALISATION DE MS7 PAR LE RS SE DEPLAÇANT SUR LA ROUTE 9. ....  | 169 |
| FIGURE V.7 ILLUSTRATION DE L’OBTENTION DES ESTIMEES DE MS A PARTIR DES RAYONS RECURRENTS EXPLOITABLES, C’EST-A-DIRE REFLECHIS ET (O)LOS. EXEMPLE POUR LE SCENARIO DE LOCALISATION DE MS1 PAR LE RS SE DEPLAÇANT SUR LA ROUTE 8. ....   | 170 |
| FIGURE V.8 ILLUSTRATION DU PROBLEME DE PENETRATION APRES REFLEXION(S) SUR LE RAYON RECURRENT MAGENTA. EXEMPLE POUR LE SCENARIO DE LOCALISATION DE MS2 PAR LE RS SE DEPLAÇANT SUR LA ROUTE 1.....   | 171 |
| FIGURE V.9 MEMORISATION DES ESTIMEES LE LONG DE LA ROUTE. ....   | 172 |
| FIGURE V.10 VUE SCHEMATIQUE AERIENNE DE L’ENVIRONNEMENT DE SIMULATION. LES 8 POSITIONS POSSIBLES DE MS SONT REPRESENTEES PAR DES CARRES BLEUS ; LES 9 ROUTES POSSIBLES DE 10 POSITIONS (CROIX ROUGES) SONT PARCOURUES PAR LE RS DANS LE SENS INDIQUE PAR LES FLECHES VIOLETTES.....  | 173 |
| FIGURE V.11 ILLUSTRATION D’UN RAYON RECURRENT « R/D » (A) EN PARALLELE AVEC LA DERIVE DES ESTIMEES DE MS SUR LA ROUTE (B). EXEMPLE POUR LE SCENARIO DE LOCALISATION DE MS4 PAR LE RS SE DEPLAÇANT SUR LA ROUTE 3. ....   | 174 |
| FIGURE V.12 PROBABILITES DES POURCENTAGES DE RAYONS « D » ET « R/D ». UNE REALISATION EST OBTENUE POUR UNE POSITION DE MS ET UNE POSITION DE RS SUR LA ROUTE. LA DETECTION INITIALE D’UN RAYON RECURRENT SE FAISANT A PARTIR DE 4 POSITIONS SUCCESSIVES OU APPARAIT CE RAYON, 504 REALISATIONS SONT DISPONIBLES, CORRESPONDANT A 8 MS X 9 ROUTES X 7 POSITIONS (POSITIONS 4 A 10)..... | 175 |
| FIGURE V.13 PERFORMANCES OBTENUES EN POLARISATION VV, EN TERMES DE POURCENTAGE DE SUCCES (A) ET RAYON DE LA SPHERE (B).....  | 176 |

# Liste des tableaux

|   |     |
|---|-----|
| TABLEAU I-1 PRINCIPALES TECHNIQUES DE PRETRAITEMENT DES CAS NLOS.....   | 40  |
| TABLEAU I-2 PUBLICATIONS PERTINENTES RELATIVES AU FINGERPRINTING.....   | 41  |
| TABLEAU I-3 SYNTHÈSE DES PERFORMANCES LES PLUS RECENTES, REPERTORIEES DANS LA LITTÉRATURE.....  | 44  |
| TABLEAU I-4 FACTEURS DE DEPOLARISATION REPERTORIES DANS LA LITTÉRATURE .....  | 50  |
| TABLEAU I-5 . TABLEAU COMPARATIF DES ALGORITHMES D'ESTIMATION DES PARAMETRES SPATIO-TEMPORELS DU CANAL DE PROPAGATION .....   | 57  |
| TABLEAU II-1 ERREUR MOYENNE $\varepsilon_{TOA} / \varepsilon_{AOA}$ POUR $P/N=2/3$ A 90 % DE LA CDF.....  | 83  |
| TABLEAU II-2 DESCRIPTION DES CAMPAGNES DE MESURES .....   | 86  |
| TABLEAU III-1 PARAMETRES DE SIMULATION .....  | 124 |
| TABLEAU III-2 SYNTHÈSE DES PERFORMANCES DE LOCALISATION OBTENUES AVEC LA METRIQUE MCD 2D .....  | 132 |
| TABLEAU III-3 SYNTHÈSE DES PERFORMANCES DE LOCALISATION OBTENUES AVEC LA METRIQUE $M_{CORR}$ .....  | 137 |
| TABLEAU III-4 SYNTHÈSE DES PERFORMANCES DE LOCALISATION OBTENUES AVEC LES DIFFERENTES METRIQUES, EN UTILISANT 2RS. RESEAU UCA 12 PATCH, BANDE PASSANTE 22 MHz, SNR 20 dB..... | 140 |
| TABLEAU IV-1 CARACTERISTIQUES DE POLARISATION DES SCENARIOS EXPERIMENTAUX .....   | 144 |
| TABLEAU IV-2. PERFORMANCES STATISTIQUES EXPERIMENTALES POUR LES DIFFERENTS MODES DE POLARISATION, SELON LA METHODE DE SYNCHRONISATION EMPLOYEE.....                           | 148 |
| TABLEAU IV-3 PERFORMANCES EXPERIMENTALES POUR LES MODES DE LOCALISATION UV ET UH, AVEC 2 RS .....   | 153 |
| TABLEAU IV-4 . PERFORMANCES EXPERIMENTALES COMPAREES AVEC/SANS DIVERSITE DE POLARISATION A LA RECEPTION .....   | 155 |
| TABLEAU V-1 PARAMETRES DE SIMULATION.....   | 173 |
| TABLEAU V-2 PERFORMANCES OBTENUES LE LONG DE LA ROUTE, POUR LES POLARISATIONS VV ET HH EN FONCTION DU NOMBRE DE POSITIONS SUCCESSIVES DU RS.....                              | 176 |

# Liste des variables, des notations et des sigles

## Liste des variables

|  |  |
|--|--|
| $\alpha$                                   | Coefficient de pondération entre les métriques $(\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m$ et $(\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m$  |
| $\mathbf{R}_{XX}$ ou $\mathbf{R}$          | Matrice de covariance du signal reçu $\mathbf{X}$  |
| $\mathbf{C}$                               | Coefficient de corrélation   |
| $\mathbf{MCD}_X$                           | Matrice $\mathbf{MCD}_X$ , avec $X$ pouvant être $A$ ou $T$  |
| $\mathbf{mcd}$                             | Vecteur de la métrique MCD 2D (angles et retards)  |
| $\mathbf{mcd}_{div}$                       | Vecteur de la métrique MCD avec diversité de polarisation  |
| $\mathbf{mcd}_X$                           | Vecteur de la métrique MCD, avec $X$ pouvant être $A$ ou $T$   |
| $\mathbf{m}_{corr}$                        | Vecteur de la métrique spectrale   |
| $\mathbf{m}_H$                             | Vecteur de la métrique hybride (géométrique et spectrale)  |
| $\Delta t_{synch}$                         | Décalage temporel entre la référence de temps arbitraire fixé au RS et l'instant d'émission des signaux par le MS (ou erreur de synchronisation)   |
| $\hat{\mathbf{S}}$                         | Signal spéculaire estimé et reconstitué dans le domaine fréquentiel sur les antennes du réseau de réception  |
| $\hat{\mathbf{S}}_{synch}^m$               | Signal spéculaire estimé et reconstitué dans le domaine fréquentiel sur les antennes du réseau de réception, et synchronisé par rapport au signal spéculaire associé à la cellule $m$              |
| $P_i^{RSS}$                                | Puissance du signal reçu au $i^{\text{ème}}$ RS  |
| $\widehat{f}p_i$                           | Signature du canal, estimée au $i^{\text{ème}}$ RS   |
| $\widehat{\mathbf{f}}p_i(x_j)$             | Vecteur comportant les signatures du signal ou du canal entre chaque cellule $j$ dont le centre est de coordonnées $x_j$ et le $i^{\text{ème}}$ RS   |
| $\widehat{m}_{MS}$                         | Cellule estimée de l'environnement comme contenant le MS   |
| $\mathbf{A}_u(\varphi^{az}, \varphi^{el})$ | Matrice des vecteurs directeurs angulaires du réseau antennaire de réception pour tous les rayons du canal pour la polarisation $u$ , qui prend en compte le diagramme de rayonnement des antennes |
| $\mathbf{B}_{R_u}(\mu_R)$                  | Matrice des vecteurs directeurs angulaires du réseau antennaire de réception pour tous les rayons du canal pour la polarisation $u$  |

Liste des variables, des notations et des sigles

|                                     |  |
|-------------------------------------|--|
| $\mathbf{B}_f(\mu_f)$               | Matrice des vecteurs directeurs fréquentiels pour tous les rayons du canal                                 |
| $\mathbf{G}_u$                      | Diagramme de rayonnement synthétique obtenu par transformation EADF, pour la polarisation de réception $u$ |
| $\mathbf{H}_{\text{MIMO}}(t, \tau)$ | Matrice de canal radio bidirectionnel MIMO   |
| $\mathbf{P}_{BF}$                   | Spectre de puissance du Beamforming  |
| $\mathbf{P}_{\text{MVDR}}(\theta)$  | Spectre de puissance de la technique MVDR  |
| $\mathbf{Q}_i(\mu_i)$               | Matrice de corrélation associée au paramètre $i$ recherché ( $i = R$ ou $f$ )                              |
| $\mathbf{s}_k$                      | Vecteur des amplitudes complexes du signal bande étroite   |
| $\hat{\mathbf{x}}_{MS}$             | Vecteur comportant les coordonnées estimées du MS  |
| $\mathbf{x}_i$                      | Vecteur comportant les coordonnées du $i^{\text{ème}}$ RS  |
| $\mathbf{x}_k$                      | Vecteur comportant les signaux reçus sur chaque antenne à l'instant $k$ en bande étroite (ou snapshot)     |
| $\mathbf{\Gamma}_p$                 | Matrice des amplitudes complexes polarimétriques associé au $p^{\text{ième}}$ rayon du canal               |
| $\boldsymbol{\theta}_{\text{DAN}}$  | Vecteur incluant les paramètres de la DMC et du bruit blanc : $[\tau_d, \beta_d, \alpha_1, \alpha_0]^T$    |
| $\boldsymbol{\theta}_{\text{DMC}}$  | Vecteur incluant les paramètres de la DMC  |
| $\boldsymbol{\theta}_{\text{SP}}$   | Vecteur incluant tous les paramètres spéculaires des rayons du canal                                       |
| $AOA_i^{az}$ ou $\varphi_i^{az}$    | AOA en azimut du $i^{\text{ème}}$ rayon  |
| $AOA_i^{el}$ ou $\varphi_i^{el}$    | AOA en co-élévation du $i^{\text{ème}}$ rayon  |
| $AOD_i^{az}$ ou $\psi_i^{az}$       | AOD en azimut du $i^{\text{ème}}$ rayon  |
| $AOD_i^{el}$ ou $\psi_i^{el}$       | AOD en élévation du $i^{\text{ème}}$ rayon   |
| $Bw$                                | Bande passante de transmission des signaux   |
| $CRB_{\hat{\mathbf{x}}}$            | Borne de Cramer-Rao normalisée   |
| $D_{\text{AOA/TOA}}^{pond}$         | Distance de normalisation pour convertir le résiduel d'angle en résiduel de distance                       |
| $D_{a,b}^{2D}$                      | Distance 2D entre le point $a$ et le point $b$   |
| $D_{a,b}^{3D}$                      | Distance 3D entre le point $a$ et le point $b$   |
| $G_T(\psi_p^{az}, \psi_p^{el})$     | Réponse de l'antenne du Tx, liées aux AOD en azimut et élévation du $p^{\text{ième}}$ rayon                |

## Liste des variables, des notations et des sigles

|                                       |  |
|---------------------------------------|--|
| $G_R(\varphi_p^{az}, \varphi_p^{el})$ | Réponse de l'antenne du Rx, liées aux AOA en azimut et élévation du $p^{\text{ème}}$ rayon                     |
| $K$                                   | Facteur de Rice  |
| $M$                                   | Nombre total d'antennes  |
| $M_T, M_R$                            | Nombre d'antennes dans le réseau de Tx, dans le réseau de Rx   |
| $M_f$                                 | Nombre de points fréquentiels  |
| $N$                                   | Nombre de snapshots temporels  |
| $N_D$                                 | Nombre de rayons issus d'une diffraction verticale   |
| $N_{DL_{synchron}}$                   | Nombre de rayons DL insérés dans l'algorithme de synchronisation du FP   |
| $N_{UL_{synchron}}$                   | Nombre de rayons UL insérés dans l'algorithme de synchronisation du FP   |
| $N_R$                                 | Nombre de rayons issus de réflexions et/ou de propagation en (O)LOS  |
| $N_{R/D}$                             | Nombre de rayons issus d'une réflexion évoluant en diffraction, ou vice-versa                                  |
| $N_{UL}, N_{DL}$                      | Nombre de rayons UL ou DL insérés dans l'algorithme de localisation par FP                                     |
| $N_c$                                 | Nombre de rayons exploités dans l'algorithme de localisation par FP  |
| $P$                                   | Nombre total de rayons dans le canal   |
| $R_{sphere}$                          | Rayon de la sphère d'incertitude (procédé de localisation approximative)                                       |
| $SNR_{moy}$                           | SNR moyen  |
| $SNR_{ray}$                           | SNR par rayon  |
| $TOA_i$ ou $\tau_i$                   | Temps d'arrivée, ou retard, du $i^{\text{ème}}$ rayon  |
| $\mathbf{X}$                          | Matrice d'observation du signal reçu total large bande, de dimension $(M \cdot M_f \times N)$                  |
| $XPD_i^{-1}$                          | Ratio XPD inverse pour l'antenne $i$   |
| $XPD_u$                               | Rapport entre la puissance moyenne reçue sur le réseau en copolarisation sur celle reçue en cross-polarisation |
| $b_i^{NLOS}$                          | Biais de distance NLOS du $i^{\text{ème}}$ rayon   |
| $n_k$                                 | Amplitude du bruit à l'instant $k$   |
| $\alpha_0$                            | Niveau de bruit dans le canal  |
| $\alpha_1$                            | Maximum de puissance de la DMC dans le PDP   |

Liste des variables, des notations et des sigles

|   |   |
|---|---|
| $\alpha_{pol}$  | Coefficient de pondération entre les métriques $(\mathbf{mcd}_{uV})^m$ et $(\mathbf{mcd}_{uV})^m$                                       |
| $\beta_d$   | Bande de cohérence de la composante DMC, normalisée par rapport à la bande passante   |
| $\gamma_{ij,p}$   | Amplitude complexe du $p^{\text{ième}}$ rayon, en polarisation $ij$ ( $i$ désigne la polarisation d'émission et $j$ celle de réception) |
| $\varepsilon_m^{diff}$  | Biais de diffraction pour le $m^{\text{ième}}$ rayon récurrent  |
| $\varepsilon_{synch}$   | Erreur de synchronisation qui intègre l'erreur d'estimation   |
| $\theta_i^{NLOS}$   | Biais angulaire NLOS du $i^{\text{ème}}$ rayon  |
| $\theta_p$  | Paramètre (AOA ou TOA) du $p^{\text{ième}}$ rayon du canal  |
| $\tau_d$  | Retard associé au maximum de puissance de la DMC dans le canal  |
| $\tau_{rms}$  | Etalement des retards du canal  |
| $\varphi_{rms}$   | Etalement angulaire du canal (en azimut)  |
| $\Delta t$  | Résolution temporelle de mesure, relative à la bande passante   |
| $\Delta \varphi$  | Résolution angulaire de mesure, relative aux nombre d'antennes du réseau de Rx  |
| $h$   | Réponse impulsionnelle bidirectionnel SISO  |
| $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}) / \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}_{SP})$                               | Vecteur / matrice représentant le modèle de signal reconstitué à partir de $\boldsymbol{\theta}_{SP}$                                   |
| $\boldsymbol{\theta}_{SP}$  | Vecteur donnant les paramètres spéculaires normalisés pour tous les rayons du canal   |
| $\mathbf{w}$  | Vecteur de pondération du filtre de Beamforming   |
| $\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{SP} \\ \boldsymbol{\theta}_{DAN} \end{bmatrix}$ | Vecteur incluant l'ensemble des paramètres spéculaires et denses (DAN)  |
| $\boldsymbol{\kappa}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})$  | Fonction d'auto-corrélation de la fonction de transfert de la composante DAN du canal   |

## Liste des notations

|  |  |
|--|--|
| <b>I</b>                                       | Matrice identité   |
| <b>X</b>                                       | Matrice <b>X</b> (lettre majuscule en gras)  |
| <b>x</b>                                       | Vecteur <b>x</b> (lettre minuscule en gras)  |
| $\hat{x}$                                      | Valeur estimée de $x$ (accent circonflexe)   |
| $( )^T$  | Opérateur de transposition   |
| $( )^H$  | Opérateur hermitien  |
| $( )^*$  | Opérateur de conjugaison   |
| $\mathcal{F}^{-1}$                             | Transformée de Fourier inverse   |
| $\mathcal{L}$                                  | Fonction de vraisemblance  |
| $\mathcal{N}_c(\langle x \rangle, \sigma_x^2)$ | Loi normale circulaire de moyenne $\langle x \rangle$ et de variance $\sigma_x^2$              |
| $\diamond$                                     | Opérateur du produit de Khatri-rao   |
| $\otimes$                                      | Opérateur du produit de Kronecker  |
| $\arg \max_a \{b\}$                            | Argument $a$ qui maximise $b$  |
| $\arg \min_a \{b\}$                            | Argument $a$ qui minimise $b$  |
| $\det(\mathbf{X})$                             | Déterminant de la matrice <b>X</b>   |
| $\text{mod}_y(x)$                              | Valeur de $x$ modulo $y$   |
| $\text{reshape}$                               | Fonction qui transforme un vecteur de taille $m.n$ en une matrice à $m$ lignes et $n$ colonnes |
| $\text{toep}$                                  | Opération de Toeplitz  |
| $\text{var}\{x\}$                              | Variance de $x$  |
| $\langle x \rangle$                            | Moyenne de $x$   |

## Liste des sigles

|         |  |
|---------|--|
| AIC     | Akaike Information Criterion   |
| AOA     | Angle Of Arrival   |
| AOD     | Angle Of Departure   |
| BD      | Base de Données  |
| BRT     | Backward Ray Tracing   |
| BS      | Base Station   |
| CDF     | Cumulative Distribution Function                                     |
| CIR     | Channel Impulse Response   |
| CM      | Cooperative Mobile   |
| DAN     | DMC And Noise  |
| DEM     | Digital Elevation Model  |
| DL      | Down Link  |
| DMC     | Dense Multipath Component  |
| DOA     | Direction Of Arrival   |
| EADF    | Effective Aperture Distribution Function                             |
| ESPRIT  | Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques |
| FD-PDOA | Frequency Domain – Phase Difference Of Arrival                       |
| FP      | Fingerprinting   |
| GNSS    | Global Navigation Satellite System                                   |
| GPS     | Global Positioning System  |
| GSM     | Global System for Mobile communications                              |
| GTD     | Geometrical Theory of Diffraction                                    |
| HLOP    | Uniform Theory of Diffraction  |
| HRA     | High Resolution Algorithm  |
| IAD     | Identify And Discard   |
| IMSI    | International Mobile Subscriber Identifier                           |

## Liste des variables, des notations et des sigles

|       |  |
|-------|--|
| kNN   | k-Nearest Neighbors                                    |
| LNA   | Low Noise Amplifier                                    |
| LOP   | Line Of Position                                       |
| LOS   | Line-Of-Sight  |
| LS    | Least Squares  |
| LTE   | Long Term Evolution                                    |
| MCD   | Multipath Component Distance                           |
| MDL   | Minimum Description Length                             |
| MIMO  | Multiple-Input Multiple-Output                         |
| MISO  | Multiple-Input Single-Output                           |
| ML    | Maximum Likelihood                                     |
| MS    | Mobile Station   |
| MUSIC | MULTiple Signal Classification                         |
| MVDR  | Minimum Variance Distorsionless Response               |
| NLOS  | Non-Line-Of-Sight                                      |
| OLOS  | Obstructed-Line-Of-Sight                               |
| PDP   | Power-Delay Profile                                    |
| pTOA  | pseudo TOA   |
| RMSE  | Root Mean Square Error                                 |
| RS    | Receiver Station                                       |
| RSS   | Received Signal Strength                               |
| Rx    | Récepteur  |
| SAGE  | Space-Alternating Generalized Expectation Maximization |
| SCUBA | Stacked Circular Uniform Beam Array                    |
| SIMO  | Single-Input Multiple-Output                           |
| SISO  | Single-Input Single-Output                             |
| SNR   | Signal-to-Noise Ratio                                  |

## Liste des variables, des notations et des sigles

|      |   |
|------|---|
| SP   | composante spéculaire du signal         |
| SVD  | Singular Value Decomposition            |
| SVM  | Support Vector Machine                  |
| TDOA | Time Difference Of Arrival              |
| TOA  | Time Of Arrival                         |
| Tx   | Emetteur                                |
| UCA  | Uniform Circular Array                  |
| UL   | Up Link                                 |
| ULA  | Uniform Linear Array                    |
| URA  | Uniform Rectangular Array               |
| UTD  | Uniform Theory of Diffraction           |
| VP   | Virtual Point                           |
| XPD  | Cross Polarization Discrimination ratio |
| XPI  | Cross Polarization Isolation ratio      |



# Introduction

L'histoire des télécommunications s'est grandement enrichie ces 20 dernières années. En effet, le téléphone portable, dont la vocation première était de transmettre la voix, s'est progressivement transformé en assistant personnel pour offrir une multitude de services au consommateur nomade, services qui, au fil des années, se transforment en besoins critiques voire indispensables. Les usages se multiplient avec les échanges de contenus multimédia, la domotique, le positionnement, le paiement, le contrôle de sa santé, etc. Tous ces services offerts se généralisent à l'ensemble des consommateurs et nécessitent ainsi des transferts entre mobiles (MS – Mobile Station) et stations de bases (BS – Base Station) à débits élevés. Pour répondre à cette demande, de nouvelles solutions technologiques sont proposées au sein de la 4G [3GPP10] avec l'apparition des techniques multi-antennes, des schémas de modulation plus élevés, des techniques d'accès multiples performantes et surtout l'utilisation possible de bande passante de l'ordre de 20 MHz. Les débits annoncés atteignent les 300 Mb/s en voie descendante et 75 Mb/s en voie montante. Dans un avenir proche, les techniques offertes pour assurer le "tout connecté" permettront d'atteindre 1Gb/s en appliquant, entre autre, l'agrégation continue ou non de bandes passantes [LEE14]. Cette possibilité d'élargir la bande passante représente, comme nous le verrons par la suite, un atout pour les applications de localisation précise du MS.

Le réseau des opérateurs et/ou les MS n'étaient pas, à l'origine, destinés à déterminer la position du MS. Or cette information est utilisée indirectement par de nombreuses applications des Smartphones. Cependant, positionnement et localisation sont des actions différentes. Si dans le premier cas, l'action est réalisée par le mobile, en revanche dans le second cas, l'action est réalisée par les BS.

## *Le positionnement du MS*

Les applications de positionnement sont nombreuses et ne concernent à la base que l'utilisateur du mobile qui souhaite par exemple optimiser son déplacement en présence de trafic routier, indiquer sa position pour des applications de covoiturage. Le positionnement de type Global Positioning System (GPS) [3GPP10]-[KAPL96], Galileo [ZEKA12] ou Global Navigation Satellite System (GNSS) [HOF08] permet d'estimer la position à partir de signaux provenant des satellites répartis en constellation sur des orbites géostationnaires. Trois satellites peuvent fournir suffisamment d'information pour estimer la position, mais c'est en théorie! En effet, l'écart de temps entre l'horloge du récepteur et le "temps GPS" de référence est compris entre 10 ns et 50 ns, soit l'équivalent de 3 m à 15 m d'erreur. Le signal d'un 4ème satellite est en réalité nécessaire pour aider à la correction de ces erreurs de synchronisation. De plus, l'environnement joue également un rôle important dans les sources d'erreurs. Si la visibilité directe (LOS- Line of Sight) entre un ou plusieurs satellites et le MS n'est pas assurée, ce qui est souvent le cas en environnement urbain, les retards associés aux différentes répliques du signal vont représenter une source d'erreurs supplémentaire. A ce titre, les auteurs de [XIANG09] ont proposé une méthode pour modéliser les phénomènes – non négligeables – d'évanouissement de signal satellitaires causés par ces problèmes de masquage et de

## INTRODUCTION

multi-trajets. Pour illustrer les performances actuelles des systèmes GPS, des simulations ont été effectuées dans [COST11]. Le quartier résidentiel de Iraya et celui très urbanisé de Copacabana de la ville de Rio de Janeiro ont été choisis pour comparer le nombre de satellites disponibles sur un parcours respectivement de 884 m et 1044 m. La statistique des disponibilités est résumée en Figure 0.1 pour les deux quartiers. Si pour le quartier résidentiel, près de 90% des positions du MS le long de la route affichent au moins 4 satellites en revanche pour le quartier urbanisé, ce pourcentage tombe à 15%. Dans ces derniers cas où la réception est correcte, la précision de localisation à 90% était de 8.3 m. Pour pallier ce problème d'absence de mesures précises par GPS sur les 85% restant du parcours, les auteurs de [ANGE13] proposent une technique hybride qui consiste à utiliser le GPS quand les 4 satellites sont disponibles, sinon ce sont les informations de temps d'arrivée des signaux provenant des BS 3G qui sont utilisées. L'environnement simulé est de type Manhattan sur 20 km<sup>2</sup> avec un rayon moyen de cellule de 400 m. Le MS se déplace sur une route de 12 km sur laquelle le GPS ne peut être utilisé dans 30% des cas. Dans les autres configurations, les simulations ont montré que le MS peut se connecter à 5 ou 7 BS 3G en non visibilité directe (NLOS- Non Line of Sight). En considérant uniquement les BS 3G, 90% des erreurs sur le parcours sont inférieures à 61 m, alors que pour la technique hybride, ces erreurs sont inférieures à 50 m.

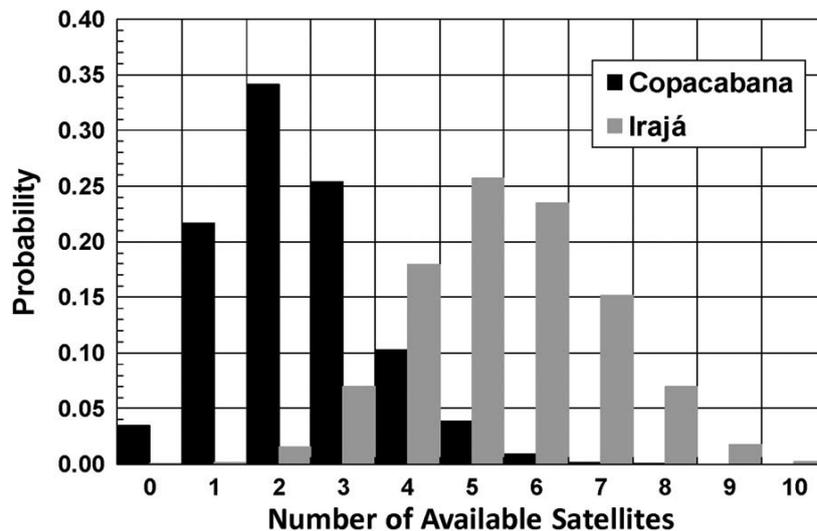


Figure 0.1 : Probabilité d'avoir un nombre de satellites disponibles au niveau du récepteur. Cas particulier dans Rio de Janeiro d'un environnement urbain dense (Copacabana- 532 relevés) et résidentiel (Iraya avec 443 relevés). Extrait de [COST11]

### *Localisation de MS*

Les applications de localisation qui vont suivre ont trait à des opérations de recherche de personnes. Dans le domaine de la sécurité civile, la localisation d'une personne sinistrée ou enfouie sous les décombres suite à une catastrophe naturelle, peut être facilitée par la détection des signaux émis par son téléphone portable (MS). En effet, l'information qui pourrait être fournie par le GPS et éventuellement retransmise par le MS, ne peut être envisagée, la probabilité de recevoir 4 satellites étant pratiquement nulle. Il est important de souligner que, même si la personne n'est plus capable de passer elle-même un appel, des systèmes existent pour forcer le mobile à transmettre à son insu. La détection du signal émis se fait grâce à un ou des récepteurs déployés sur zone. Il s'agit donc d'une localisation en *mode non coopératif*, signifiant que ni les MS situés au voisinage du MS à localiser, ni les BS des opérateurs ne participent au processus de localisation.

## INTRODUCTION

Une équipe italienne s'est intéressée à ce sujet, suite au tremblement de terre dans la région d'Aquila en Italie en 2011 [CARL12]. L'étude portait essentiellement sur les mesures des puissances reçues et des directions d'arrivée (DOA – Direction Of Arrival) des signaux transmis par un émetteur (MS) enfoui sous les décombres. Ces expérimentations, réalisées en CW à 868 MHz, ont mis en évidence de fortes variations de la puissance reçue lorsque le récepteur se déplace dans une zone de rayon inférieur à 25 m autour du MS. Par exemple, des maximums de puissance reçue apparaissent à 10 m de la source, présageant, dans ce contexte de sauvetage d'urgence, des erreurs de localisation trop importantes. Les DOA sont, quant à elles, estimées à partir de la différence de phase entre les signaux reçus et les erreurs angulaires par rapport à la direction réelle varient entre 1° et 18°. Ces erreurs restant relativement faibles, il paraît intéressant d'intégrer ce type de paramètre dans des techniques de localisation en environnements difficiles.

Des projets de recherche ont également été financés par l'Agence Nationale de la recherche (ANR) et l'Europe dans le cadre des appels FP6 pour concevoir des récepteurs de localisation et leurs algorithmes associés. Citons le projet LUTECE sur la "Localisation d'urgence de téléphone cellulaire" (2001-2004) [LUTECE] dont l'objectif est d'aider les équipes de secours en montagne pour la recherche de personnes enfouies sous les avalanches en interceptant les signaux GSM émis par le mobile. La réception des signaux est réalisée à l'aide d'un récepteur (RS) équipé d'un réseau d'antennes installé à bord d'un hélicoptère. La précision obtenue est de 1m<sup>2</sup> avec une épaisseur de neige de 1.2m. Dans ce cas particulier, il s'agit de localisation sur trajet direct sans multi-trajets. Une approche similaire a été développée dans le projet STARR FP6 (2006-2008) sur " Sensors for Terrestrial and Airborne Radio transmitter Rescue Search" pour aider les services de secours à localiser les personnes blessées.

En restant dans le domaine de la sécurité civile, la localisation de mobiles trouve d'autres applications dans la protection des personnes, comme la localisation précise des pompiers lors de feux de forêt, la recherche de personnes blessées ou perdues en forêt, les malades d'Alzheimer perdus en ville ou forêt.

La sécurité des citoyens passe également par la surveillance de personnes potentiellement dangereuses pour la société. A ce titre, la localisation de mobiles peut s'avérer être une aide complémentaire aux techniques déjà existantes utilisées par les équipes en charge de ces missions de surveillance. Ce sujet fut traité dans le cadre de l'ANR GELOCOM (Géolocalisation de mobile) (2010-2012) [GELO13]- [VIN 12a, 12b] et fait l'objet de cette thèse.

On estime que le MS a d'abord été grossièrement localisé grâce, par exemple, à une identification de la cellule GSM dans laquelle il se trouve, ou par tout autre moyen qui, en tout état de cause, ne fait pas partie de notre travail de recherche. L'objectif visé est de pouvoir localiser de façon précise, si possible avec une précision de quelques mètres, ce MS qui se situe dans une zone pré identifiée, et dont le rayon est typiquement d'une centaine de mètres. La difficulté principale est liée au fait que le MS se situe dans un environnement de type urbain ou suburbain. Pour répondre à ce besoin de localisation ponctuel, immédiat, discret et précis, Il est de bon sens de considérer qu'au plus deux RS peuvent être déployés sur la zone d'intérêt. Les RS reçoivent les signaux GSM dans des bandes passantes très faibles de 200 kHz, au regard de la précision souhaitée. Si pour des scénarios LOS, l'estimation des directions d'arrivée (DOA) et temps d'arrivée (TOA – Time Of Arrival) du rayon direct à l'aide d'un algorithme de résolution de problème inverse a permis une localisation du MS à

## INTRODUCTION

quelques mètres, en revanche lorsque le rayon direct est obstrué, (cas NLOS), il n'existe pas, à notre connaissance, de méthodes de localisation précise à partir d'un faible nombre de RS.

La thèse apporte donc des éléments de réponse à cette problématique. La méthode proposée se base sur une technique de reconnaissance d'empreintes (« fingerprinting – FP »). Pour cela, les DOA et les TOA relatifs des rayons les plus énergétiques émis par le MS et reçus par les RS, seront estimés grâce à un algorithme de haute résolution (HRA – High Resolution Algorithm). Pour construire la base de données servant au FP, un logiciel de lancer de rayons sera utilisé, l'environnement supposé connu et numérisé, étant divisé en un grand nombre de cellules élémentaires. Pour choisir la cellule la plus probable dans laquelle le MS serait situé, la signature du canal déduite des mesures sera comparée à toutes les signatures des différentes cellules stockées dans la base de données, et ceci en envisageant diverses métriques.

La thèse est organisée autour de 5 chapitres.

Le premier chapitre est décomposé en deux parties dont la première concerne l'état de l'art des techniques de localisation. Les algorithmes de base sont tout d'abord décrits, leurs forces et faiblesses dans un contexte de scénarios NLOS sont précisées. L'état de l'art de la caractérisation multidimensionnelle du canal fait l'objet de la deuxième partie. Sachant que les algorithmes de localisation dépendent des caractéristiques géométriques du canal de propagation, il est indispensable, pour analyser ultérieurement les sources d'erreur de localisation, de rappeler les phénomènes de propagation, les métriques permettant de caractériser le canal, ainsi que les outils mathématiques servant à l'estimation fine des paramètres du canal. Ce chapitre se termine sur la description et les limites du modèle déterministe utilisé dans l'algorithme proposé dans le chapitre 3.

La caractérisation multidimensionnelle du canal de propagation fait l'objet du deuxième chapitre. La fiabilité et la finesse de la caractérisation dépendent de l'algorithme de haute résolution ou de résolution de problèmes inverses mis en œuvre. L'algorithme RIMAX [RICH05] a été choisi pour ses performances en termes de précision d'estimation. En revanche, une description mathématique, même simple, des différentes étapes se révèle vite complexe, et c'est la raison pour laquelle seul le principe de base est rappelé. Cet algorithme permet, à partir du signal reçu sur un réseau d'antennes d'estimer les temps d'arrivée (TOA), angles d'arrivée (AOA) des rayons composant le canal de propagation. Une étude paramétrique exhaustive sur ses performances permet ensuite de dimensionner certains paramètres du RS. Une confrontation entre les résultats prédits par le modèle déterministe et les valeurs expérimentales permettra d'anticiper les sources potentielles d'erreur de localisation et d'apporter des préconisations pour l'algorithme de localisation.

C'est dans le chapitre 3 que l'algorithme de localisation d'un MS en mode non coopératif à l'aide d'au plus 2 RS est détaillé. Les résultats de simulation permettent de prédire des erreurs de localisation engendrées par l'algorithme de haute résolution RIMAX (HRA), l'environnement simulé étant celui prédit par le modèle déterministe.

Dans le chapitre 4, les résultats expérimentaux de ce procédé de localisation sont confrontés aux valeurs théoriques. Une approche originale basée sur la diversité de polarisation est proposée pour améliorer la fiabilité et la précision de localisation.

## INTRODUCTION

Si pour des raisons stratégiques, voire financière, il n'est pas envisageable d'utiliser deux RS, une étude préliminaire permettant de réduire la zone à explorer est décrite dans le chapitre 5. Contrairement à l'approche précédente, des mesures sont effectuées le long de la route sur laquelle se déplace le RS. Un algorithme est proposé pour estimer la zone dans laquelle la probabilité de trouver le MS est élevée. L'étape suivante, qui n'a pas été abordée dans ce chapitre, serait d'appliquer ensuite, pour un RS, l'algorithme décrit dans le chapitre 3.

Ce document se termine par une conclusion enrichie de nombreuses perspectives.



## Publications

### Journaux internationaux avec comité de lecture

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, P. Degauque, "Multipath Component Distance-Based Fingerprinting Technique for Non-Cooperative Outdoor Localization in NLOS Scenarios," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, no.9, pp.4794-4798, Sept. 2014.

### Conférences internationales invitées

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Non-Cooperative Mobile Localization Using a 3D Database Correlation Technique", Conference EMS13 (Electromagnetic Metrology Symposium 2013), URSI Commission A, Torino, Italie, 9-13 Sept. 2013.

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, P. Degauque, "Outdoor mobile localization using a correlation technique between predicted and measured channel characteristics", 13<sup>th</sup> URSI Commission F Triennial Open Symposium on Radiowave Propagation and Remote Sensing, Ottawa, Canada, 30 avr.-03 may 2013.

### Conférences internationales sans actes

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Pre-processing Technique for Increasing Localization Reliability in Non-Line-of-Sight Scenario and in Non-cooperative Mode", TD(14)09036, IC1004 9<sup>th</sup> MC and Scientific Meeting, Ferrara, Italie, 5-7 févr. 2014.

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Polarization Properties of Specular and Dense Multipath Component in a Large Industrial Hall", TD(14)09028, IC1004 9<sup>th</sup> MC and Scientific Meeting, Ferrara, Italie, 5-7 févr. 2014.

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Non-Line-of-Sight Mobile Localization Algorithms with Polarization Diversity", TD(13)06029, IC1004 6<sup>th</sup> MC and Scientific Meeting, Malaga, Espagne, 6-8 févr. 2013.

I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, "Non-cooperative Mobile Localization using a 3D Database Correlation Technique", TD(12)05010, IC1004 5<sup>th</sup> MC and Scientific Meeting, Bristol, Royaume-Uni, 24-26 Sept. 2012.

D.P. Gaillot, P. Laly, I. Vin, M. Lienard, "Parameter Evaluation of Outdoor SIMO Radio Channels for GSM Applications", TD(12)04020, IC1004 4<sup>th</sup> MC and Scientific Meeting, Lyon, 2-4 mai 2012.

## Rapports de contrat

*Etude expérimentale du procédé de localisation – Apport de la diversité de polarisation*, Deliverable D4.4, I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, E. Saison, E. Charlemagne, Sept. 2012. Disponible : <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/view/GELOCOM/DocumentsPrives#Attachments>

*Etude théorique de la faisabilité du procédé de localisation par rétro-propagation en scénario NLOS*, Deliverable D4.3, I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, E. Saison, E. Charlemagne, Sept. 2012. Disponible : <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/view/GELOCOM/DocumentsPrives#Attachments>

*Réalisations et résultats des sondages de canal*, Deliverable D5.1, D.P. Gaillot, I. Vin, P. Laly, M. Lienard, juin 2012. Disponible : <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/view/GELOCOM/DocumentsPrives#Attachments>

# I.

## Chapitre 1 - Etat de l'art : techniques de localisation et canal de propagation

### 1. Introduction

Si on exclut les techniques de localisation courte portée de type Radio Fréquence Identification (RFID), les méthodes de localisation décrites dans la littérature sont généralement basées sur les propriétés du (des) canal(aux) MS-RS, appelé(s) par la suite UL (Up Link) et utilisent certaines caractéristiques de ces canaux dans leurs algorithmes. La compréhension des phénomènes de propagation dans les environnements applicatifs ainsi que la caractérisation du canal sont donc des étapes incontournables pour dimensionner le système de localisation. C'est la raison pour laquelle l'état de l'art présenté dans ce chapitre est conduit autour de deux axes :

- Les techniques de localisation actuelles, incluant les méthodes géométriques et non géométriques. La localisation à l'aide de mobiles coopératifs sera brièvement abordée en fin de section. Les méthodes de base proposées dans la littérature seront décrites à partir des premiers articles considérés comme état de l'art, un tableau de synthèse à la fin de cette section présentera les résultats des dernières publications sur le sujet.
- La caractérisation du canal radio urbain/suburbain. Une description mathématique générale du canal est introduite, et mise en relation avec les principaux phénomènes physiques de propagation. Les méthodes de caractérisation du canal ainsi que les différentes classes de modèles sont ensuite détaillées.

### 2. Etat de l'art des techniques de localisation

#### 2.1. Généralités

Les techniques de localisation de mobile ont été développées spécifiquement pour des réseaux existants tels que les réseaux cellulaires, WiFi, Bluetooth ou des réseaux spécialement dédiés pour la localisation, mentionnons les réseaux satellitaires, RFID, UWB et Zigbee. L'expression « localisation de mobile » se réfère à une méthode pour estimer la position d'un objet qui peut-être un téléphone mobile, étiquette ou tag.

Généralement, la localisation est basée sur des mesures de canal déduites des signaux reçus par les différents RS et transmis par le MS. Pour chaque canal MS-RS, des caractéristiques spécifiques – RSS (Received Signal Strength), TOA, TDOA (Time Difference Of Arrival), AOD/AOA (Angle Of Departure/Arrival), décalage Doppler, PDP (Power-Delay Profile) – sont extraites puis exploitées par un algorithme de localisation spécifique pour estimer la position du MS. La précision et la fiabilité de la localisation sont donc étroitement liées à certains paramètres systèmes et à l'environnement dans

lequel se situe le MS à localiser. Citons en particulier la bande passante des signaux reçus par le RS, l'utilisation ou non de réseau antennaire au niveau du MS et du RS, le nombre d'échantillons de mesure collectés au cours du temps, et enfin, si la visibilité directe (LOS) est obtenue ou non (NLOS).

Les techniques de localisation peuvent être classées en deux catégories [LONG 12] : les techniques géométriques et les techniques non-géométriques (Figure I.1).

Dans la première catégorie, la position est estimée en transposant une à plusieurs caractéristiques du canal en une donnée géométrique : angle, distance ou distance différentielle. Des équations, dépendantes de la position du MS et des positions connues des RS, sont établies et résolues pour remonter à la position du MS. Il faut souligner que les conditions de propagation impactent fortement la précision de l'estimation des caractéristiques du canal. Elles sont rencontrées en environnement urbain et en milieu confiné, que l'on désignera par la suite par le terme « indoor », communément employé dans la littérature technique, ainsi qu'en l'absence de visibilité directe (NLOS).

Les techniques non-géométriques n'utilisent pas la multilatération, mais exploitent par exemple pour les méthodes « multi-hop » les positions des MS présents au voisinage du MS à localiser, ou, pour les méthodes « Fingerprinting », une base de données radio. La Figure I.1 présente une vue d'ensemble des différentes classes de techniques de localisation actuelles et décrites dans les paragraphes suivants :

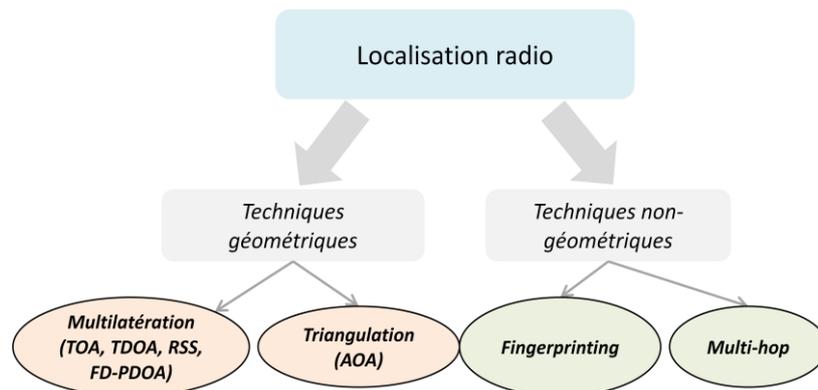


Figure I.1 Vue d'ensemble des techniques de localisation

Une description qualitative des méthodes géométriques et non géométriques est proposée dans les deux sections suivantes; leurs performances sont comparées dans la troisième section.

## 2.2. Les techniques géométriques

Les techniques géométriques estiment la position du mobile à partir de lignes de position (LOP – Lines Of Position), données par les caractéristiques des signaux mesurés tels que les angles, temps d'arrivée et puissance reçue. Une solution d'optimisation est généralement fournie par un algorithme de moindres carrés (LS – Least Squares).

### 2.2.1. Les techniques de base

#### Temps d'arrivée (TOA)

L'algorithme de TOA utilise la méthode de trilatération. Les  $TOA_i$  estimés (notées  $\widehat{TOA}_i$ ) de chaque liaison  $MS-RS_i$  disponible sont convertis en longueur électrique équivalente  $d_i$ . La position du MS, dont les coordonnées  $(x, y)$  sont définies dans le vecteur noté  $\mathbf{x}$ , est obtenue par l'intersection des cercles de rayon  $d_i$  et de centre  $\mathbf{x}_i$ , vecteur comportant les coordonnées du  $RS_i$ .

Le problème peut-être mathématiquement décrit comme suit [SECO09] :

$$\begin{bmatrix} d_1^2 - \|\mathbf{x}_1\|^2 \\ \dots \\ d_R^2 - \|\mathbf{x}_R\|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ x_R & y_R & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2x \\ -2y \\ \|\mathbf{x}\|^2 \end{bmatrix} \quad \text{I-1}$$

avec

- $d_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| + e_i$  est la distance estimée entre le MS et le  $i^{\text{ème}}$  RS
- $e_i$  est une erreur de distribution gaussienne, de moyenne nulle et de variance  $\Sigma$
- $R$  est le nombre total de RS

La position estimée peut être obtenue par la méthode des moindres carrés (LS – Least Squares) en calculant l'expression suivante

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \Sigma_2^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \Sigma_2^{-1} \mathbf{z} \quad \text{I-2}$$

où

- $\Sigma_2$  est la matrice de covariance de l'erreur de l'ensemble des distances estimées  $\{d_i\}$ , déduite par la mesure des TOA sur plusieurs réalisations temporelles.
- $\mathbf{z}$  est le vecteur défini par  $\begin{bmatrix} d_1^2 - \|\mathbf{x}_1\|^2 \\ \dots \\ d_R^2 - \|\mathbf{x}_R\|^2 \end{bmatrix}$
- $\mathbf{A}$  est la matrice définie par  $\begin{bmatrix} -2(x_2 - x_1) & -2(y_2 - y_1) \\ \dots & \dots \\ -2(x_R - x_1) & -2(y_R - y_1) \end{bmatrix}$

La méthode TOA exige une synchronisation parfaite entre le MS et les RS, et une bande passante suffisante pour obtenir une résolution temporelle acceptable pour la précision de localisation souhaitée. L'algorithme implique également d'avoir l'accès au temps d'arrivée du LOS, ce qui n'est pas toujours possible, en particulier dans les environnements urbains et indoor, où les liaisons MS-RS sont majoritairement en situation NLOS. Un biais positif, induit par le NLOS, s'ajoute au TOA réel et peut engendrer des erreurs de localisation importantes s'il n'est pas corrigé ou supprimé par des méthodes spécifiques. Ces méthodes seront présentées ultérieurement dans la section 2.2.3.

#### Différence de temps d'arrivée (TDOA)

Les techniques de TDOA exploitent la différence de temps d'arrivée entre les RS pris deux à deux. Dans le cas des réseaux cellulaires LTE par exemple, cette technique est effectuée directement par le MS pour se positionner. Il s'agit de la technique LTE-OTDOA (*Observed-TDOA*) [ZHAN12].

Connaissant la distance entre  $RS_i$  et  $RS_j$ , les différences de temps d'arrivée mènent à une hyperbole dont l'équation est donnée par [HUI07]-[GEZI08]:

$$T_{i,j} = \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} - \sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2} \right) \quad I-3$$

L'intersection des hyperboles conduit à la position du MS. Trois RS (au minimum) sont requis pour pouvoir résoudre le système d'équations.

L'avantage de cette technique est sa facilité d'implémentation et d'estimation, mais comme précédemment, la résolution temporelle au niveau des RS doit être suffisante. La synchronisation entre le MS et les RS n'est plus requise, ce qui représente un avantage majeur. Les RS doivent toutefois être synchronisés entre eux. Cette méthode reste cependant peu performante dans les scénarios NLOS.

### Angle d'arrivée (AOA)

La localisation par la méthode des AOA [GEZI08]-[HUA14] repose sur les techniques de triangulation et requiert au minimum 2 RS pour s'affranchir de la colinéarité entre les MS et les RS. Les angles d'arrivée du rayon direct (LOS) estimés à partir des différentes liaisons radio MS- $RS_i$ , notés  $\theta_i$ , sont utilisés pour estimer la position du MS par un système comportant  $i$  équations de type:

$$\theta_i = \tan^{-1} \left( \frac{y - y_i}{x - x_i} \right) \quad I-4$$

La triangulation AOA ne nécessite aucune synchronisation d'horloge, mais souffre d'une très faible précision, reliée directement aux performances de l'estimateur angulaire. Ce dernier dépend de l'ouverture du réseau d'antenne et du type d'estimateur utilisé, spectral ou haute résolution. De plus, la méthode de triangulation, seule, n'est applicable que dans les scénarios LOS, rarement rencontrés dans les environnements urbains et indoor. Contrairement aux méthodes basées sur le TOA et la TDOA, les techniques de correction des NLOS pour AOA sont rares car ces erreurs suivent une distribution uniforme entre  $[-\pi, \pi]$  et ne présentent pas de propriétés spécifiques, ce qui rend impossible les techniques probabilistes telles que le maximum de vraisemblance (ML – Maximum Likelihood). Des solutions alternatives existent pour gérer le cas NLOS, et concernent les techniques hybrides décrites dans la section 2.2.3.

### Différence de phase d'arrivée dans le domaine fréquentiel (FD-PDOA)

La technique de FD-PDOA (Frequency Domain – Phase Difference of Arrival FD-PDOA) [NIKI10] est une alternative à la méthode de TOA dans la détermination de la distance MS-RS. Elle nécessite une référence de phase absolue entre le MS et RS. Ses applications concernent les techniques radar.

### Puissance du signal reçu (RSS)

La méthode du RSS ne requiert pas de synchronisation entre MS et RS. Le RSS ne repose pas sur des considérations géométriques. Les équations pour le RSS dérivent d'un modèle de propagation empirique choisi et ne sont pas linéaires. Dans le cas général, la puissance du signal reçu dépend de la distance, du type d'environnement et s'exprime par [SECO09]:

$$P_i^{RSS} = P_0 - 10\alpha_i \log\|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| + e_i \quad \text{I-5}$$

où

- $P_0$  est la puissance émise
- $\alpha_i$  est l'exposant de pertes de propagation, dépendant de l'environnement, et potentiellement différent pour chaque RS
- $e_i$  est un terme d'erreur, spécifique à chaque RS. Il s'agit d'une variable aléatoire gaussienne qui traduit les fluctuations de la puissance autour d'une valeur moyenne, pour la liaison MS-RS<sub>i</sub>

La position du MS est estimée par :

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}, \alpha_1, \dots, \alpha_R} \sum_{i=1}^N \|P_i - P_i^{RSS}(\mathbf{x}, \alpha_i)\| \quad \text{I-6}$$

Le terme  $N$  désigne le nombre total de mesures effectuées sur tous les RS, avec  $N > R$ .

Bien que les techniques RSS soient populaires pour leur simplicité et leur faible coût d'implémentation, elles présentent des performances dégradées dues aux modèles des pertes de propagation peu fiables dans les scénarios NLOS. Des méthodes hybrides de correction du NLOS sont proposées pour améliorer la localisation RSS, en utilisant par exemple conjointement l'AOA et le RSS [RUE12], et détaillées dans le paragraphe suivant.

### 2.2.2. Techniques hybrides

Plus récemment, les techniques de bases ont été exploitées conjointement afin d'améliorer la précision et la fiabilité de la localisation, en particulier pour gérer les environnements NLOS avec multi-trajets. Elles sont parfois nommées techniques HLOP (Hybrid Lines Of Position), et l'optimisation est généralement effectuée par LS.

Des exemples de méthodes conjointes TOA/AOA sont proposées dans [VENKA04]-[ZHANG09]. Dans [VENKA04], les auteurs suggèrent une solution d'optimisation basée sur la méthode LS avec contraintes non-linéaires associées à des bornes sur les erreurs TOA et AOA déduites de la géométrie de l'environnement. La méthode proposée par [ZHANG09] repose sur l'exploitation du TOA et de l'AOA d'un seul lien radio MS-RS, et utilise les caractéristiques de deux trajets estimés et ayant subi au maximum une interaction. Une méthode combinée de TDOA/AOA [CONG02] présente également des performances améliorées, tout en ne nécessitant que deux RS. Si le RS est équipé de réseau d'antennes linéaire, l'information de TDOA permet de résoudre l'ambiguïté angulaire liée à l'estimation *modulo pi* des angles d'arrivée. Dans cette approche, les équations AOA sont linéarisées en considérant la distance MS-RS suffisamment grande pour assumer un front d'onde incident parallèle sur le réseau d'antenne. Dans [REZA00], une méthode hybride TOA/TDOA est étudiée en appliquant des méthodes de correction NLOS pour chaque métrique, et la position du MS est estimée par une méthode de LS appliquée sur une approximation par séries de Taylor.

Les algorithmes de localisation hybride 3D, c'est-à-dire exploitant trois caractéristiques du canal MS-RS, sont apparus plus récemment. Ils tirent profit des scénarios NLOS en exploitant les multi-trajets estimés du canal, sous l'hypothèse qu'ils aient subi au maximum une seule interaction

(« *single bounce assumption* »). Dans l'hypothèse que le MS soit équipé d'un réseau antennaire, la méthode conjointe AOD/AOA/TOA présentée dans [WEI11] nécessite la synchronisation du MS avec les RS et la connaissance de l'AOD absolue. Les auteurs de [STEP10] développent quant à eux une méthode associant les AOD, AOA et TDOA et se libèrent du problème de l'orientation inconnue du mobile et de l'absence de synchronisation MS-RS. Les deux premiers trajets reçus de chaque liaison radio sont exploités pour établir le système d'équations non linéaires.

### 2.2.3. Techniques de prétraitement pour le cas NLOS

Lorsqu'on applique l'une des techniques géométriques précédemment décrite pour localiser un mobile, le paramètre estimé du canal (TOA, TDOA, AOA ou RSS) présente un biais lorsque la condition LOS du lien MS-RS concerné n'est pas respectée, biais pouvant conduire à d'importantes erreurs de localisation. On fera la distinction entre les méthodes basées sur les pseudo-distances, c'est-à-dire les cas TOA, TDOA et RSS, et la méthode basée sur les angles (AOA).

Dans le cas des méthodes basées sur les pseudo-distances, la distance estimée lorsque la liaison MS-RS est en condition NLOS peut être modélisée par

$$\hat{d}_i = d_i + b_i^{NLOS} + n_i \quad \text{I-7}$$

où

- $\hat{d}_i$  et  $d_i$  sont respectivement les distances mesurée et réelle
- $b_i^{NLOS}$  est l'erreur introduite sur l'estimation de la distance en configuration NLOS ou biais NLOS
- $n_i$  est le terme relatif au bruit de mesure.

Le biais de distance  $b_i^{NLOS}$  apparait fréquemment dans la littérature sous forme de variable aléatoire dont la distribution statistique est soit gaussienne [DIZD06], exponentielle [GEZI04]-[WANG13], voire uniforme [VENKA06], ou encore constante sur une fenêtre temporelle [RIBA04]. Un modèle empirique de  $b_i^{NLOS}$  basé sur des mesures en environnements denses est détaillé dans [DEN06]-[JOUR06].

Dans le cas de l'AOA, on peut décrire de manière équivalente le biais angulaire en NLOS :

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + \theta_i^{NLOS} + n_i \quad \text{I-8}$$

où  $n_i$  est l'erreur d'estimation angulaire, supposée de distribution gaussienne avec une faible variance. Le biais angulaire  $\theta_i^{NLOS}$  peut être vu comme une variable aléatoire uniformément distribuée [YU09].

Dans le cadre de la localisation, deux stratégies, détaillées respectivement dans [GÜV09] et [LONG12], se distinguent. La première consiste à identifier la condition des liaisons MS-RS et de n'utiliser que les mesures supposées en condition LOS : ce sont les techniques notés IAD (Identify And Discard). Il est alors nécessaire d'avoir identifié au préalable les liaisons NLOS par des **méthodes dites d'identification/classification NLOS**. Par exemple, l'algorithme du résiduel [CHAN06]-[CONG05] peut être proposé pour identifier les liaisons MS-RS en condition NLOS. La distribution des résiduels normalisés, supposée être de type Chi-2, est analysée pour chaque jeu possible de RS. Si elle est

centrée, les liens MS-RS sont tous LOS, sinon le jeu contient au moins un lien en condition NLOS. L'inconvénient des techniques IAD est que les liens LOS peuvent être limités et insuffisants pour fournir une estimation de position, et sont donc principalement adaptées aux réseaux très denses tels que les réseaux de capteur indoor.

La seconde stratégie est d'utiliser toutes les mesures MS-RS dans l'algorithme de localisation, et de corriger ou réduire les erreurs NLOS prédites. Les **méthodes de correction/réduction NLOS** sont basées sur des techniques paramétriques, telles que la méthode de ML [WANG13], ou sur des méthodes non paramétriques, en pondérant par exemple chaque mesure par une métrique, telle que l'inverse de la variance ou du résiduel. Dans [WANG13] par exemple, le biais NLOS est corrigé en supposant une distribution gaussienne, de faible variance, des mesures de distance LOS et une distribution exponentielle des mesures de distance NLOS. Les mesures NLOS sont identifiées par un critère basé sur la variance ou le kurtosis, puis elles sont corrigées en soustrayant le biais NLOS estimé par ML. La position estimée  $\hat{\mathbf{x}}$  du MS s'obtient alors en minimisant la fonction de coût

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \left\{ \sum_{i=1}^{N_{NLOS}} \lambda_i (\hat{d}_i - d_i) + \sum_{i=N_{NLOS}+1}^R \frac{(\hat{d}_i - d_i)^2}{2\sigma_i^2} \right\} \quad \text{I-9}$$

où  $N_{NLOS}$  est le nombre de liaisons MS-RS identifiées comme NLOS,  $R$  est le nombre total de liaisons, et  $\sigma_i^2$  est la variance relative à la distribution gaussienne pour la  $i^{\text{ème}}$  liaison MS-RS.  $\lambda_i$  est le paramètre relatif à la distribution exponentielle.

Notons toutefois que, dans le cas de l'AOA, même si les méthodes paramétriques de correction/réduction, telle que le ML, ne sont pas adaptées, l'erreur NLOS angulaire  $\theta_i^{NLOS}$  ayant une distribution uniforme, le test du résiduel peut néanmoins être appliqué. La distribution des AOA peut être utilisée pour classifier la mesure de LOS/NLOS [YU09] : une distribution gaussienne de faible variance indique une mesure vraisemblablement LOS, une distribution uniforme une mesure NLOS.

Le Tableau I-1 résume les principales méthodes d'identification/classification et de correction/réduction NLOS utilisées pour la localisation.

Tableau I-1 Principales techniques de prétraitement des cas NLOS

|                                   | IDENTIFICATION / CLASSIFICATION  | CORRECTION / REDUCTION   |
|-----------------------------------|--|--|
| <b>Méthodes paramétriques</b>     | → Requiert une connaissance à priori de l'erreur NLOS (loi de distribution <u>et</u> ses paramètres) et une série de mesures temporelles   |  |
|                                   | <u>Exemples :</u><br>Les tests d'hypothèses binaires basés sur la variance [BORR98], le kurtosis [JIE13] ou encore le ratio NLOS (ou facteur K) [MAZU09].  | <u>Exemples :</u><br>Maximum de vraisemblance, méthodes bayésiennes, LS  |
| <b>Méthodes non paramétriques</b> | → Lorsque l'information à priori est limitée (ex : on connaît le type de distribution mais pas ses paramètres).  |  |
|                                   | <u>Exemples :</u><br>Le test du résiduel [CHAN06]-[CONG05], le test Neyman-Pearson [YU09], les machines à vecteurs de support (SVM – Support Vector Machine) ou classifieurs [MARA10], les tests de distribution pour la normalité et le test de ratio de vraisemblance généralisé [VENKAT02]. | <u>Exemples :</u><br>L'algorithme du résiduel pondéré, les réseaux neuronaux [POV01], les filtres Kalman [LE03]- filtres IMM (Interacting multiple Model) [JAN13]. |

### 2.3. Techniques non-géométriques

#### 2.3.1. Identification d'empreintes (Fingerprinting-FP)

Les techniques d'identification d'empreintes, également appelées Fingerprinting (FP), ou techniques de corrélation de base de données (BD), représentent une alternative aux techniques géométriques. Tandis que les performances de ces dernières peuvent être facilement affectées par les conditions de propagation (NLOS, multi-trajets), le FP peut être appliqué quel que soit le scénario et l'environnement. Dans une phase préliminaire, appelée parfois *offline*, la zone d'intérêt est discrétisée en cellules et une large base de données est constituée des signatures  $\mathbf{fp}_i(\mathbf{x}_j)$  du signal ou du canal entre la cellule dont le centre est de coordonnées  $\mathbf{x}_j$  et le  $i^{\text{ème}}$  RS. La BD peut être construite à partir de mesures réelles ou obtenues à partir d'un simulateur de propagation. Dans la phase *online*, les signatures estimées  $\widehat{fp}_i$  aux différents RS sont comparées aux empreintes de la BD.

La position du mobile peut être simplement obtenue en minimisant la distance euclidienne:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathit{arg} \min_{\mathbf{x}_j} \left\{ \sum_{i=1}^R (\widehat{fp}_i - \mathbf{fp}_i(\mathbf{x}_j))^2 \right\} \quad \text{I-10}$$

Toutefois, le vecteur d'empreinte  $\mathbf{fp}_i$  est sujet à des variations liées au bruit de mesure, à la variabilité temporelle du canal et des variations de l'estimation de la signature du canal. Afin de s'adapter à un environnement dynamique complexe, différentes méthodes ont été développées pour estimer la position finale du MS à partir des signatures mesurées et stockées dans la BD. Elles se répartissent en trois catégories: les méthodes déterministes, probabilistes et enfin celles intégrant

un apprentissage statistique. Les méthodes probabilistes peuvent être adaptées pour des empreintes de type RSS ou TOA, où l'on connaît les modèles associés de distribution d'erreur, et donc de la probabilité à posteriori de l'empreinte. Cependant, dans le cadre de la thèse, la méthode de localisation basée sur du FP reposera sur des caractéristiques angulaires et temporelles des rayons, et les méthodes probabilistes ne seront donc pas adaptées. De plus, la BD du Fingerprinting sera construite à partir d'un modèle déterministe, et non à partir de mesures ou intégrant un modèle d'erreur. Les méthodes basées sur l'apprentissage statistique ne sont pas non plus adaptées directement à notre problématique. Leur description est reportée en Annexe A.

On s'intéressera uniquement aux méthodes déterministes. Contrairement aux méthodes probabilistes exploitant la distribution supposée des signatures mesurées, les méthodes déterministes utilisent directement les signatures mesurées [ROX07]-[HUI07]. L'algorithme du kNN (k-Nearest Neighbors) utilise les signatures estimées  $\widehat{fp}_i$  pour sélectionner les k plus proches correspondances dans l'espace des empreintes, et peut optionnellement pondérer chacune des positions candidates avec la distance correspondante (distance entre les signatures mesurées et celles de la BD). L'algorithme du plus petit polygone est une autre option. C'est une variante de kNN, qui sélectionne d'abord les n plus proches correspondances dans l'espace des empreintes. Contrairement au kNN, la position finale du MS est déduite en minimisant la distance dans le domaine spatial (et non plus dans l'espace des empreintes). Les polygones, avec n sommets possibles (en choisissant au minimum un candidat au niveau de chaque RS), sont formés. Celui qui présente la plus petite aire est retenu, et le centre de ce dernier est la position estimée du MS.

Le Tableau I-2 ci dessous rassemble les publications les plus pertinentes sur le FP et les signatures utilisées par les auteurs.

Tableau I-2 Publications pertinentes relatives au Fingerprinting

| Signatures                                      | Références  |
|---|---|
| RSS   | [ZHA09]-[BAUM06]-[CUJI12]-[IBRA12]-[MINK12]-[MENI13]-[XING10] |
| TOA   | [LI06]  |
| RSS+ phase et code de la porteuse (signal GNSS) | [HEJC14]  |
| TDOA  | [RAD13]   |
| Channel Impulse Response (CIR)                  | [TRIK06] -[DAYE11]  |
| CIR/TOA   | [HUM12]   |
| RSS/TDOA  | [GUAN11]  |
| AOA/TDOA  | [PHEL12]  |
| PDDP (Power-Delay-Doppler Profile)              | [ÖKT10]   |

### 2.3.2. Localisation ad hoc (Multi-hop)

Les algorithmes multi-hop sont basés sur la connectivité dans le réseau, relatif à un mode Ad hoc. Ils utilisent le RSS ou le TOA comme un indicateur de proximité, pour effectuer la multilatération. On parle de nœuds-pilotes (Anchor Node – AN - ou beacon node) en référence aux émetteurs-récepteurs fixes du réseau, de positions connues et maitres de broadcasting dans le réseau. Le terme "noeud" ou "capteur" désigne les capteurs simples (Non Anchor Node - NAN), n'effectuant pas de broadcasting mais dont la position est connue. Le MS est désigné par le terme Unknown Node (UN). Ces méthodes requièrent une densité de capteurs (ou nœuds) importante dans le réseau, ce qui ne

correspond pas à la problématique de la thèse. Les principaux algorithmes, employés pour faire de la localisation par multi-hop, sont décrits en Annexe B.

## 2.4. Localisation avec mobiles coopératifs

Les erreurs de localisation deviennent importantes quand par exemple le réseau est éparpillé avec des distances entre RS importantes ou dans des environnements très denses dans lesquels le MS est souvent en situation de NLOS. La localisation avec mobiles coopératifs permet d'améliorer la précision et la couverture du système de localisation en faisant participer au processus de localisation d'autres mobiles, nommés Cooperative Mobiles (CM), situés au voisinage du MS à localiser. On distingue désormais les liaisons MS-RS, CM-RS, et CM-MS. Les algorithmes de localisation coopérative peuvent être classés en deux catégories (Figure 1.2) : les algorithmes distribués et les algorithmes centralisés pour lesquels les mesures sont rassemblées dans une unité de traitement spécifique du réseau pour calculer la position du MS.

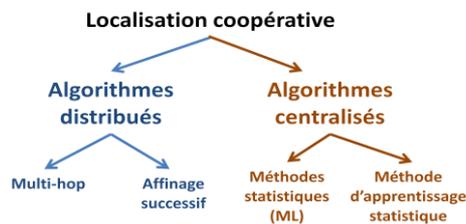


Figure 1.2 Classification des algorithmes de localisation coopérative

L'affinage successif [SAVV01] consiste à minimiser une fonction de coût au niveau de chaque mobile, par des méthodes telles que le LS ou le ML, puis à retransmettre l'information jusqu'à ce qu'un seuil de convergence soit atteint.

Les méthodes statistiques sont basées sur un modèle de distribution de la mesure, par exemple le modèle gaussienne pour RSS, et appliquent la méthode de ML [PAT05]-[HENT09].

Les méthodes d'apprentissage statistique exploitent principalement des méthodes de réduction non-linéaires de dimensionnalité (NLDR – Non Linear Dimensionality Reduction). La localisation coopérative peut engendrer un grand nombre de *variables* (correspondant aux caractéristiques des liaisons radio) ainsi qu'un grand nombre d'*exemples* (nombre de liaisons radio), entraînant des données de grande dimensionnalité, rendant complexe leur analyse. La réduction de dimensionnalité est un traitement consistant à extraire un sous-ensemble optimal de caractéristiques pertinentes (RSS, TOA, etc.) selon un critère (plus forts RSS, plus courts TOA) et élimine les informations redondantes ou non pertinentes. Des algorithmes tels que le MDS (Multi Dimensional Scaling) [SHANG04] et le LLE (Locally Linear Embedding) [ROWE00] peuvent être appliqués.

Une stratégie, souvent employée, est d'utiliser de manière distincte les communications longue-distance, généralement il s'agit des liaisons CM-RS et MS-RS, considérées comme ayant une plus forte probabilité d'être en NLOS, et les liaisons courte-distance, MS-CM, dont la probabilité d'être en LOS est importante. C'est le cas dans [FRAT06], où les auteurs appliquent l'algorithme hybride TOA/AOA exploitant le RSS pour pondérer la fonction de coût. Les auteurs de [DING12] utilisent les TOA et AOA de toutes les liaisons CM-RS, combinés avec les TOA des liaisons MS-CM. Une méthode de correction est proposée dans le cas où aucune liaison MS-CM n'est en situation LOS.

## **2.5. Performances actuelles des méthodes de localisation**

Les références mentionnées précédemment concernent les premiers articles considérés à l'état de l'art. Le Tableau I-3 présente les meilleures performances des techniques publiées dans la littérature ainsi que les conditions dans lesquelles elles ont été obtenues. Les références mentionnées sont, à notre connaissance, les dernières publiées dans la littérature.

Il est important de mentionner qu'il n'y a pas d'études expérimentales effectuées en milieu urbain compatibles avec des applications en mode non-coopératif.

La précision offerte par les algorithmes de localisation dépend non seulement des caractéristiques du canal de propagation mais aussi des performances des algorithmes de haute résolution permettant l'extraction des paramètres du canal à partir des signaux reçus au niveau du RS. Notons que les caractéristiques de transmission telles que la bande passante, le rapport signal sur bruit et la configuration du réseau antenne sont également des paramètres qui conditionnent le choix de l'HRA et de ses performances. Un état de l'art sur ces différents points est abordé dans la section suivante.

Tableau I-3 Synthèse des performances les plus récentes, répertoriées dans la littérature

| Nature de la méthode                                  | Technique employée   | Performances   | Environnement                                | Simulation / Expérim. | Nombre de RS                                 |
|---|--|--|--|-----------------------|--|
| <b>Méthodes Géométriques</b>                          | <b>TOA</b><br>[JAN13]  | RMSE 25m<br>(10m meilleur réal.)   | NLOS<br>600m x 600m<br>Microcellule urbaine  | Simul.                | 3  |
|   | <b>LTE OTDOA</b><br>[ZHAN12]   | 92.88% ≤ 50m<br>97.19% ≤ 150m  | Outdoor<br>500 m de rayon                    | Simul                 | 4  |
|   | <b>AOA</b><br>[HUA14]  | RMSE 1m/10m,<br>(respectivement pour erreur angulaire d'écart-type 1°/10°) | (Pas d'information)                          | Simul.                | 10   |
|   | <b>AOA et RSSI</b><br>[RUE12]  | Erreur moy 1.25m<br>CDF <sub>90%</sub> 2m                                  | LOS<br>10m x 10m<br>Indoor (salle de basket) | Expérim.              | 2  |
|   | <b>Time Advance et RSS</b><br>[TASS08]                               | Erreur moy < 5m  | (Pas d'information)                          | Simul.                | 7  |
| <b>Méthodes géométriques avec mobiles coopératifs</b> | <b>AOD/AOA/TOA</b><br>[WEI11]  | Root Square Error 21cm<br>(1 réal.)  | NLOS<br>3m x 7m<br>Indoor                    | Expérim.              | 1  |
|   | <b>TOA</b><br>[SHI14]  | RMSE 6m en LOS<br>RMSE 16m en NLOS   | LOS et NLOS<br>350m de rayon                 | Simul.                | 14 RS + entre 3 et 11 CN (Cooperative Nodes) |
|   | <b>TOA et AOA</b><br>[DING12]  | CDF <sub>90%</sub> 30m<br>CDF <sub>50%</sub> 15m                           | NLOS<br>Microcellule de 100m de rayon        | Simul.                | 3RS + 5CN                                    |
| <b>Méthodes de Fingerprinting</b>                     | <b>FP-RSS</b><br>[ZHA09]   | Précision 3m pour 82% des cas  | 21m x 80m<br>Indoor                          | Expérim.              | 6  |
|   | <b>FP-Rép.Impuls. avec réseaux neuronaux artificiels</b><br>[DAYE11] | CDF <sub>90%</sub> 25cm  | Mines souterraines                           | Simul.                | 2 RS mobiles (diversité spatio-temporelle)   |
|   | <b>FP-TDOA</b><br>[RAD13]  | RMSE 1m  | 10m x 10m                                    | Simul.                | 10   |
|   | <b>FP-Rép.Impuls. + TOA</b><br>[HUM12]                               | RMSE 0.1m en LOS<br>RMSE 2.1m en NLOS                                      | LOS et NLOS<br>8m x 6m<br>Indoor             | Simul.                | 4  |
| <b>Méthodes de</b>                                    | <b>FP-RSS</b>  | CDF <sub>50%</sub> /err.moy : 30 m [CUJI12]- [IBRA12]- [MENI13]            |  |                       | <b>Nombreux</b>                              |

|  |  |                                |   |          |            |
|--|--|--------------------------------|---|----------|------------|
| <b>Fingerprinting en mode coopératif</b> | <b>GSM+WiFi</b><br>[CUJ12]   | 58 % < erreur 20 m<br>[XING10] | Milieu urbain<br>Taille min. : 34 m x 34 m [MINK12]<br>Taille max. : 1.3 km de rayon [IBRA12] | Expérim. | 11         |
|  | <b>GSM</b> [IBRA12]-<br>[MENI13]<br><b>WiFi</b> [XING10]<br><b>WiFi+MS coop.</b><br>[MINK12] | Précision 85.38 %<br>[MINK12]  |   |          | 3 (en moy) |

### 3. Canal de propagation

Dans cette section, les principaux mécanismes de propagation se produisant dans l'environnement urbain sont décrits, incluant réflexion, diffraction, réfraction, diffusion et dépolarisation des ondes. Les techniques d'estimation des paramètres spatio-temporels du canal de propagation sont ensuite présentées. Enfin, les différentes classes de modèles de canal sont introduites, notamment les modèles déterministes, qui seront utilisés par la suite dans les algorithmes de localisation proposés.

#### 3.1. Les phénomènes de propagation

Considérons, dans l'environnement urbain illustré sur la Figure I.3, une communication radio entre une antenne émettrice (Tx) et une antenne réceptrice (Rx). Les différentes interactions du signal avec l'environnement, illustrées sur cette figure, vont être décrites.

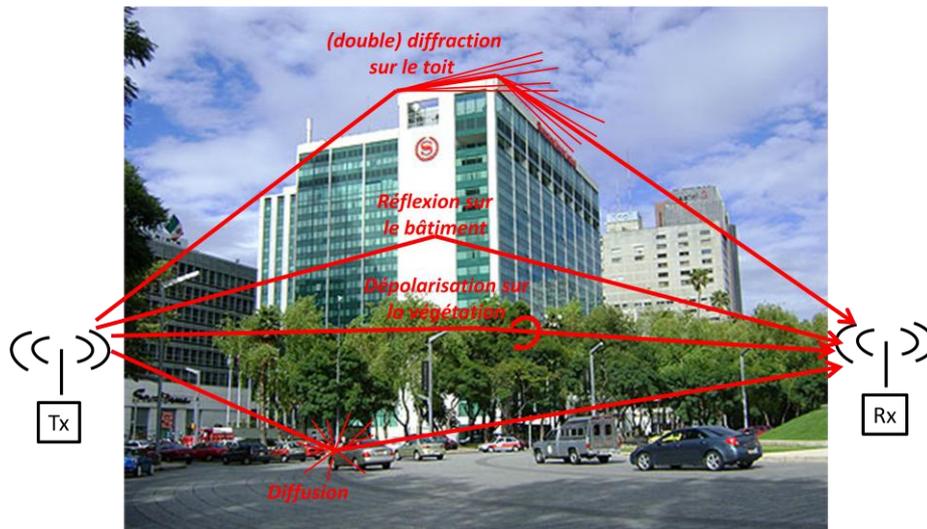


Figure I.3 Illustration des principaux mécanismes de propagation dans l'environnement urbain

##### 3.1.1. La réflexion spéculaire

La réflexion spéculaire apparaît quand une onde électromagnétique rencontre la surface parfaitement plane d'un matériau homogène. La réflexion spéculaire engendre une onde réfléchie dont les caractéristiques s'expriment en fonction de celles de l'onde incidente. En effet, le champ électrique réfléchi peut être calculé en appliquant les coefficients de Fresnel [SONI10]. En mode transverse électrique (TE), le coefficient de réflexion s'exprime par

$$\gamma_{TE} = \frac{\sin(\theta_i) - \sqrt{\epsilon - \cos^2(\theta_i)}}{\sin(\theta_i) + \sqrt{\epsilon - \cos^2(\theta_i)}} \quad \text{I-11}$$

et en mode transverse magnétique par

$$\gamma_{TM} = \frac{\epsilon \cdot \sin(\theta_i) - \sqrt{\epsilon - \cos^2(\theta_i)}}{\epsilon \cdot \sin(\theta_i) + \sqrt{\epsilon - \cos^2(\theta_i)}} \quad \text{I-12}$$

où

$$\epsilon = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} \quad \text{I-13}$$

$\theta_i$  est l'angle d'incidence du rayon, exprimé par rapport à la normale à la surface de réflexion,  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique relative du matériau,  $\sigma$  la conductivité exprimée en S/m.

### 3.1.2. La diffraction

La diffraction se produit lorsque l'onde radio rencontre l'arête d'un obstacle dont les dimensions sont nettement supérieures à la longueur d'onde du signal incident.

C'est un phénomène important en milieu urbain de part la densité importante de bâtiments. On rencontre ainsi des diffractions sur les arêtes verticales, mais également des diffractions qui peuvent être des doubles diffractions sur les arêtes horizontales telles que les toits. Dans les modèles actuels, la diffraction est abordée avec une approche géométrique.

La diffraction par une arête a d'abord été modélisée par Keller avec la Théorie Géométrique de la Diffraction (GTD – Geometrical Theory of Diffraction) [KELL62]. Ce modèle présente toutefois des discontinuités au passage de la zone d'ombre, illustrée sur la Figure I.4 par la région 3. La Théorie Uniforme de la Diffraction (UTD) [KOUY74] permet d'assurer la continuité des champs dans les zones de transition et propose un modèle de transition plus doux. Ces modèles sont toutefois complexes, et de nombreuses formules heuristiques ont été proposées, et sont comparées dans [SONI10].

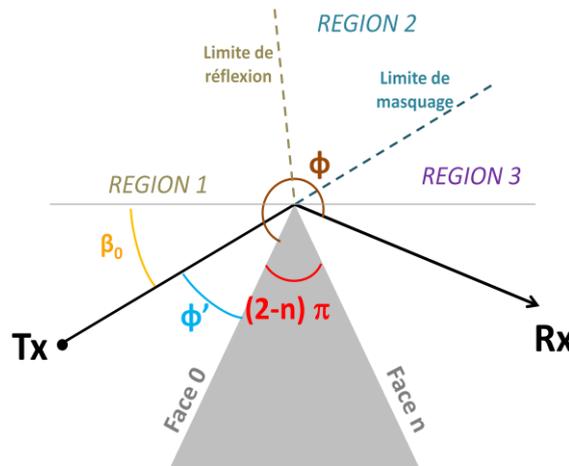


Figure I.4 Schéma illustrant une diffraction par un obstacle en lame de couteau (plan azimutal)

On définit trois régions dont les frontières sont les limites de réflexion et de zone d'ombre (Figure I.4). Le champ électrique diffracté  $E_D$  peut se mettre sous la forme

$$E_D = E_i \cdot D_{s,h} \quad \text{I-14}$$

avec  $E_i$  le champ incident sur l'obstacle diffractant. Les coefficients  $D_{s,h}$  sont des coefficients de diffraction qui s'écrivent pour le mode  $s$  (soft ou TM) ou  $h$  (hard ou TE), de la manière suivante [SONI10]:

$$D_{s,h} = G_n^{s,h}(M_1 D_1 + M_3 D_3) + G_0^{s,h}(M_2 D_2 + M_4 D_4) \quad \text{I-15}$$

Le terme  $G_{face}^{s,h}$  représente un coefficient relatif à l'angle d'incidence rasant : il vaut 0.5 si l'angle est rasant sur la face 0 ou  $n$  considérée de l'obstacle, et vaut 1 sinon.

Les termes multiplicatifs  $M_i$  apportent la contribution du champ réfléchi: ils sont obtenus à partir des coefficients de réflexion de Fresnel et appliqués sur des angles ( $\phi$  et  $\phi'$ ) exprimés par rapport à la normale de la face considérée de l'obstacle. Les termes  $M_1$  et  $M_2$  sont donnés par:

$$M_1 = \gamma_0 \cdot \gamma_n \quad \text{I-16}$$

$$M_2 = 1 \quad \text{I-17}$$

$\gamma_0$  et  $\gamma_n$  sont les coefficients de réflexion spéculaire définis précédemment pour les modes TE ou TM et correspondant respectivement aux faces 0 et  $n$

Si le point de réception se situe en région 1 ou 3, les termes  $M_3$  et  $M_4$  valent

$$M_3 = \gamma_n \quad \text{I-18}$$

$$M_4 = \gamma_0 \quad \text{I-19}$$

et, pour la région 2,

$$M_3 = \gamma_n = \gamma_0 \quad \text{I-20}$$

$$M_4 = M_3 \quad \text{I-21}$$

Les termes  $D_i$  dépendent de  $\phi$ ,  $\phi'$ , ainsi que de  $\beta_0$ , qui représente l'angle défini entre la tangente du coin de l'obstacle et l'angle d'incidence, et de  $n$ , paramètre caractérisant l'angle intérieur de l'arête.

$$D_{1,2} = -\frac{e^{-\frac{j\pi}{4}}}{2n\sqrt{2k\pi\sin\beta_0}} \cot\left(\frac{\pi\pm(\phi-\phi')}{2n}\right) F\left(kla^\pm(\phi-\phi')\right) \quad \text{I-22}$$

$$D_{3,4} = -\frac{e^{-\frac{j\pi}{4}}}{2n\sqrt{2k\pi\sin\beta_0}} \cot\left(\frac{\pi\pm(\phi+\phi')}{2n}\right) F\left(kla^\pm(\phi+\phi')\right) \quad \text{I-23}$$

où  $k$  est le nombre d'onde. Le terme  $l$  est un paramètre de distance dépendant du type d'onde incident (plane, cylindrique, sphérique, etc.). Les fonctions  $a^\pm$  et  $F$  sont détaillés dans [KOUY74].

Concernant les diffractions multiples dans le plan vertical (sur arêtes horizontales), il existe des méthodes empiriques pour calculer l'atténuation du champ incident. Citons par exemple la méthode de Deygout utilisée uniquement pour les obstacles de type lame de couteau et la méthode d'Epstein Peterson valable pour les obstacles arrondis et en lame de couteau [TER05]. Ils décomposent l'obstacle global en une somme d'obstacles individuels.

### 3.1.3. La réfraction

La réfraction apparaît lorsque l'onde électromagnétique traverse une barrière « transparente » au regard de l'onde, telle que les murs, les fenêtres ou encore une barrière d'hydrométéores (brouillard, pluie, neige). Notons que lors d'une transmission de type *air-matériau-air*, l'onde subit deux réfractions mais la direction moyenne n'est pas modifiée.

### 3.1.4. La diffusion

Le phénomène de diffusion se produit lorsque l'onde électromagnétique rencontre un obstacle dont les dimensions sont inférieures ou de l'ordre de sa longueur d'onde (objet, rugosité sur une surface, feuille d'arbres). L'onde est diffusée du point d'impact vers une multitude de directions. Elle peut être vue comme une superposition de diffractions aléatoires. Tout objet non transparent au regard de l'onde, ou objet présentant des irrégularités est un diffuseur potentiel. La présence de diffuseurs dans l'environnement peut donc être importante, et leur contribution dans le signal reçu est significative [DEG01].

L'onde diffusée est paramétrée par son coefficient de diffusion (*scattering coefficient*) et sa distribution spatiale (*scattering pattern*), dépendant des caractéristiques du mur (irrégularité, rugosité) et de l'angle d'incidence. Une solution pour quantifier la rugosité du mur est d'utiliser des distributions statistiques des paramètres de surface (hauteur, pente, normales) [COCHE06]. Les principaux modèles de distribution spatiale sont proposés dans [DEG 01,07] :

- Le modèle Lambertien, où le lobe de diffusion présente un maximum dans la direction normale au mur (Annexe C)
- Le modèle directif, où le lobe de diffusion est orienté en direction de la réflexion spéculaire (Annexe D)
- Le modèle de diffusion arrière (*Back-Scattering model*). C'est un modèle à double lobe : un lobe est dirigé vers la réflexion spéculaire et le second correspond à la diffusion arrière (Annexe E). Notons que ce phénomène apparaît en présence d'irrégularité marquée (balcon, colonne) avec un angle incident rasant.

### 3.1.5. La dépolarisation

La dépolarisation est un phénomène caractérisé par un changement de la polarisation du signal d'origine. Dans cette thèse, nous nous focalisons uniquement sur le cas de la polarisation linéaire en émission.

On peut quantifier la dépolarisation d'un champ électrique par son taux de discrimination de polarisation croisée (XPD – Cross Polarisation Discrimination ratio) :

$$XPD = \frac{P_{co}}{P_{cross}} \quad \text{I-24}$$

où  $P_{co}$  et  $P_{cross}$  sont respectivement les puissances reçues en mode copolarisé et en mode cross-polarisé (ou de polarisation croisée). Le terme *copolarisé* est employé pour qualifier le mode de transmission dans laquelle l'émetteur et le récepteur présentent la même polarisation. Le terme *cross-polarisé* qualifie une transmission dans laquelle le récepteur a une polarisation orthogonale à celle de l'émetteur.

*Il faut noter que le terme de XPD n'est pas forcément associé à une dépolarisation physique des ondes due par exemple à la végétation mais peut simplement apparaître dans le cas où les antennes ou les points d'interaction sont à des hauteurs différentes.*

Les auteurs de [SIW98] introduisent un modèle de dépolarisation dans le canal urbain, en utilisant la Théorie Géométrique de la Diffraction (GTD). Selon le modèle, ce phénomène en milieu urbain est principalement causé par les canyons urbains et la présence de bâtiments qui induisent des réflexions et diffractions (verticales, sur les arêtes, et horizontales, sur les toits). Plus récemment, un modèle mathématique général en 3D a été proposé [SEOK11] pour décrire et quantifier les mécanismes de dépolarisation dans le canal.

De nombreuses études paramétriques ont également été conduites dans des environnements variés (urbains, suburbains, indoor) afin de déterminer les paramètres physiques de propagation influençant la dépolarisation. Des campagnes de mesures en environnement urbain dans le centre de Helsinki [DEGLI11] ont permis d'observer la forte contribution de la composante diffuse dans le phénomène de dépolarisation, celui-ci est causé notamment par la présence de structures périodiques des bâtiments (fenêtres, colonnes, décorations), observation confirmée par d'autres campagnes de mesures [VITU12]. Il a été par ailleurs observé que la dépolarisation est plus élevée en scénario NLOS que LOS, avec des valeurs typiques de XPD dans des environnements urbains autour de 8 et 10 dB, respectivement pour les scénarios NLOS et LOS. Cette observation était largement prévisible puisque la dépolarisation se produit à la suite d'interactions avec des éléments de l'environnement. Le XPD est toutefois apparu comme étant indépendant de la distance Tx-Rx. L'angle de Brewster peut être également impliqué dans la dépolarisation, principalement pour une polarisation d'émission H, les murs des bâtiments induisant les réflexions étant majoritairement verticaux.

Les mesures menées dans [VITU12] ont permis de paramétrer la réflexion diffuse issue des murs de bâtiments pour deux types de scénarios : un bâtiment rural en briques régulières et un bâtiment typique urbain avec une large façade en glace (soutenue par une structure métallique). Les auteurs ont observé un taux de dépolarisation quasiment nul dans le premier cas, alors qu'il est de 7 dB dans le cas du mur à structure plus complexe. Une autre étude expérimentale [QUI10] a évalué le XPD à l'échelle du rayon afin d'analyser le phénomène à une échelle plus petite. Le taux de dépolarisation augmente nettement à mesure que l'environnement devient chargé en diffuseurs et/ou que les surfaces d'interactions deviennent complexes. Ceci est notamment lié à la contribution de la composante diffuse dans le signal propagé. Les taux de dépolarisation pour la composante réfléchie sont typiquement de 3 dB en environnement indoor, 5 dB en environnement de canyon urbain, et 13 dB en environnement rural devant le mur d'un bâtiment de campagne. D'autres facteurs de dépolarisation, tels que la présence de végétation ou encore les hydrométéores, ont été reportés dans de nombreux articles. Le Tableau I-4 répertorie l'ensemble des sources de dépolarisation reportées dans la littérature. Il est important de noter qu'il n'existe pas de modèle unifié permettant de calculer pour chaque type d'interaction le coefficient de dépolarisation.

Tableau I-4 Facteurs de dépolarisation répertoriés dans la littérature

| Cause de dépolarisation  | Phénomène sous-jacent                                 | Nature du modèle (si existante) / de l'observation   | Remarques   |
|--|---|--|---|
| Hydrométéores sphériques<br>[CAST08]-[POL80]   | Diffusion au sens large (diffraction, diffusion)      | Géométrique  | Aggravée par le vent  |
| Angle entre le vecteur de polarisation d'émission et le plan (Tx-diffuseur-Rx)<br>[SEOK11]   | Diffusion au sens large (réflexion, diffraction)      | Géométrique  | Induite par la différence d'élévation entre Tx, Rx et diffuseur   |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>murs à structures complexes/périodiques (fenêtres, indentations, colonnes, décorations, armatures métalliques, glace)</li> <li>objets métalliques</li> </ul> [QUI10]-[DEGLI11]-[VITU12] | Diffusion   | Hybride (géométrique et empirique)   | Augmente à mesure que l'environnement est encombré (urbain dense, indoor) et masqué (NLOS, OLOS). L'important étalement angulaire en élévation induit par la composante diffuse est un facteur additionnel de dépolarisation. |
| Végétation, feuillage<br>[TAM67]-[DE-098]-[RLB98]-[PAL04]-[GHOR12]   | Diffusion au sens large; effet Faraday                | Observation physique (sans modèle) (pour la rotation de Faraday) /<br>Géométrique (diffraction, réflexion, diffusion basées sur la géométrie des composantes de l'arbre) | Causes: diffusion au sens large (diffraction, réflexion, réfraction, guidage d'ondes) sur les composantes de l'arbre, couplée avec des courants induits aléatoires (en particulier les feuilles)                              |
| Corps humain<br>[AKH13]-[LIU11]  | Diffusion; masquage et évanouissements temporels      | Physique<br>Modèle analytique, avec une description géométrique simplifiée du corps humain.  | Deux facteurs: <ul style="list-style-type: none"> <li>- diffusion sur les parties du corps</li> <li>- mouvement du corps (diffusion et masquage dynamiques)</li> </ul>  |
| Obstacles non métalliques (murs, containers en bois, portes, etc.)<br>[MANI09]   | Pénétration dépolarisante                             | Physique<br>Modèle analytique, basé sur la théorie électromagnétique   | La pénétration dépolarisante peut représenter une contribution non négligeable dans les environnements indoor et O2I, les structures des matériaux pénétrés pouvant être anisotropes.   |
| Sélectivité en polarisation des surfaces/arêtes d'interaction<br>[DEGLI11]-[OEST04]  | Réflexion, diffraction horizontale, angle de Brewster | Physique   | Le plus souvent en défaveur de la polarisation d'émission H (murs des bâtiments majoritairement verticaux)  |

## 3.2. Estimation des paramètres spatio-temporels du canal de propagation

### 3.2.1. Description mathématique du canal

Le canal radio est défini comme la liaison sans fil entre un émetteur et un récepteur. Il s'agit d'une description du canal par rayon ou trajet élémentaire, dont une représentation est en Figure I.5.

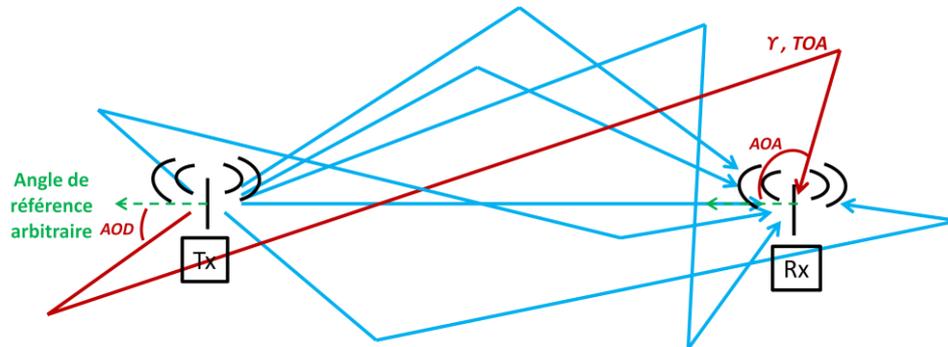


Figure I.5 Description du canal par rayon

Les interactions avec l'environnement, décrites précédemment, vont engendrer de multiples rayons reliant l'émetteur au récepteur. Chacun de ces rayons se traduit par une réplique atténuée et retardée du signal transmis.

Précisons qu'en optique géométrique, la propagation des ondes est modélisée par des rayons, car la bande passante d'observation est infinie. Lors d'une caractérisation réelle du canal, la résolution temporelle  $\Delta t$ , égale à l'inverse de la bande passante réelle de mesure, limite la distinction entre les rayons dans le domaine des retards. Un *trajet* est alors défini par la somme incohérente des rayons reçus durant le temps de résolution  $\Delta t$  (ou *delay bin*). Les *multi-trajets* correspondent à l'ensemble des rayons reçus durant un *delay bin*.

Le canal de propagation SISO (Single-Input Single-Output) peut être décrit mathématiquement par le modèle de réponse impulsionnelle bidirectionnel suivant [ALM06]:

$$h(t, \tau, \psi, \varphi) = \sum_{p=1}^P \gamma_p(t) \cdot \delta(\tau - \tau_p) \delta(\psi - \psi_p) \delta(\varphi - \varphi_p) \quad \text{I-25}$$

où  $P$  représente le nombre total de rayon du canal,  $\gamma_p(t)$ ,  $\tau_p$ ,  $\psi_p$  et  $\varphi_p$  sont respectivement les variations de l'amplitude complexe, le retard (TOA), l'AOD et l'AOA du  $p^{\text{ème}}$  rayon.

Si l'on considère maintenant le canal radio, les diagrammes de rayonnement des antennes Tx et Rx doivent être pris en compte, et la réponse impulsionnelle devient

$$h(t, \tau, \psi, \varphi) = \sum_{p=1}^P \gamma_p(t) \cdot \delta(\tau - \tau_p) \cdot G_T(\psi_p^{az}, \psi_p^{el}) \delta(\psi - \psi_p) \delta(\varphi - \varphi_p) G_R(\varphi_p^{az}, \varphi_p^{el}) \quad \text{I-26}$$

avec  $G_T(\psi_p^{az}, \psi_p^{el})$  et  $G_R(\varphi_p^{az}, \varphi_p^{el})$  les réponses des antennes de Tx et Rx, liées aux AOD et AOA en azimut et élévation du  $p^{\text{ième}}$  rayon.

L'équation I-26 peut-être étendue aux canaux polarimétriques, et dans ce cas, l'amplitude complexe  $\Gamma_p$  d'un trajet  $p$  s'exprime sous forme d'une matrice polarimétrique donnée par:

$$\Gamma_p = \begin{bmatrix} \gamma_{HH,p} & \gamma_{VH,p} \\ \gamma_{HV,p} & \gamma_{VV,p} \end{bmatrix} \quad \text{I-27}$$

avec  $\gamma_{ij,p}$  est l'amplitude du trajet  $p$  pour une polarisation  $i$  à l'émission et  $j$  à la réception.

La caractérisation expérimentale des paramètres angulaires du canal nécessite d'avoir accès à plusieurs échantillons spatiaux des signaux émis et reçus. Ceci est rendu possible grâce à l'utilisation de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. On parle alors de système de transmission à entrées et sorties multiples (Multiple-Input Multiple-Output - MIMO). La diversité d'antennes permet d'avoir accès aux déphasages angulaires dès lors qu'une antenne du réseau est choisie comme référence. On peut noter les cas particuliers des systèmes SIMO (Single input-Multiple Output) équipés de réseau d'antennes à la réception pour extraire les AOA des rayons à partir des signaux reçus sur chaque antenne.

Le modèle de canal radio bidirectionnel MIMO est alors décrit par une matrice de canal, de dimension  $M_R \times M_T$  :

$$\mathbf{H}_{\text{MIMO}}(t, \tau) = \begin{pmatrix} h_{11}(t, \tau, \psi, \varphi) & \dots & h_{1N}(t, \tau, \psi, \varphi) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1}(t, \tau, \psi, \varphi) & \dots & h_{M_R M_T}(t, \tau, \psi, \varphi) \end{pmatrix} \quad \text{I-28}$$

où  $h_{ij}(t, \tau, \psi, \varphi)$  désigne la sous-matrice du canal radio SISO bidirectionnel entre la  $i^{\text{ème}}$  antenne du réseau de Tx et la  $j^{\text{ème}}$  antenne du réseau de Rx.  $M_T$  et  $M_R$  sont le nombre d'antennes dans les réseaux de Tx et de Rx.

L'estimation des caractéristiques temporelles et/ou spatio-temporelles du canal de propagation est une étape préliminaire indispensable pour certains algorithmes de localisation. Si une étude paramétrique est menée dans le chapitre 3 sur les performances des algorithmes de localisation, on peut intuitivement comprendre qu'une faible erreur sur les estimations des paramètres angulaires et retard peut engendrer des erreurs de localisation importantes pour des distances MS-RS supérieures à quelques dizaines de mètres. Ces caractéristiques spatio-temporelles du canal sont obtenues à partir d'une estimation conjointe des paramètres des rayons. Un nombre minimum d'observations est requis dans chacune des dimensions: dimension fréquentielle ou des retards, liée à la bande passante, dimension spatiale, liée à l'ouverture du réseau d'antennes, dimension polarimétrique, liée aux deux polarisations orthogonales.

### 3.2.2. Les algorithmes d'estimation

#### Généralités

La caractérisation du canal de propagation consiste à extraire, à partir des signaux reçus sur chaque antenne du réseau, les caractéristiques géométriques, c'est à dire les AOD, AOA, TOA et les amplitudes polarimétriques  $\Gamma_p$  de chacun des multi-trajets. Il est illusoire de chercher à estimer tous les trajets multiples, bien souvent, les performances des estimateurs sont limitées par le rapport signal sur bruit. C'est par ailleurs un des critères retenu pour comparer les estimateurs entre eux. Il existe deux types de méthodes d'estimation: les méthodes spectrales, telles que le Beamforming, et les méthodes Haute Résolution (HRA – High Resolution Algorithm). L'estimation d'un paramètre peut être opérée indépendamment dans chaque dimension, mais les meilleures performances en termes de précision sont obtenues avec les méthodes conjointes. Chaque estimateur a ses propres spécificités et performances, cette dernière étant fortement tributaire du modèle de signal utilisé. La

présence de trajets corrélés c'est à dire ayant des caractéristiques en angle et retard similaires, rend plus complexe l'extraction des rayons, et peut induire des erreurs, plus ou moins importantes selon la robustesse de l'estimateur.

Dans le cas où le canal de propagation est stationnaire, c'est-à-dire que les AOD, AOA et TOA ne varient pas dans le temps, le modèle de signal bande étroite utilisé, observé à un instant  $k$  sur les  $M$  antennes du réseau, est

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{A} \mathbf{s}_k + n_k \quad \text{I-29}$$

où  $\mathbf{x}_k$  est un vecteur de dimension  $M$  comportant les signaux reçus sur chaque antenne à l'instant  $k$ . dans la littérature  $\mathbf{x}_k$  s'appelle également *snapshot*.  $\mathbf{s}_k$  est le vecteur des amplitudes complexes du signal et  $n_k$  l'amplitude du bruit à l'instant  $k$ .  $\mathbf{A}$  représente la matrice contenant les vecteurs directeurs du réseau de dimension  $M \times P$ . Pour certains algorithmes d'estimation,  $P$  fait partie des paramètres qui servent à l'initialisation de l'algorithme. Un traitement préliminaire sur plusieurs observations de  $\mathbf{x}_k$  s'avère nécessaire pour estimer  $P$ . Quelques algorithmes ont été proposés dans la littérature, tels que AIC (Akaike Information Criterion) et MDL (Minimum Description Length), basés sur l'exploitation des valeurs propres de la matrice de covariance du signal observé [NASR07].

Pour le modèle large bande, on définit à partir de  $\mathbf{x}_k$ , la matrice  $\mathbf{X}$  du signal reçu total, de dimension  $(M \cdot M_f \times N)$ , avec  $M_f$  le nombre de points fréquentiels et  $N$  le nombre de snapshots temporels.

### Méthodes spectrales

Elles sont basées sur la recherche de maxima dans une fonction spécifique, appelée spectre, reliée au paramètre d'intérêt. Chaque paramètre est extrait dans le spectre défini dans le domaine de visibilité correspondant, par exemple le domaine spatial pour l'estimation des AOA. La méthode de Beamforming [ENGI09] consiste par exemple en un filtre spatial qui pondère les signaux reçus sur le réseau d'antennes. En suivant un pas de balayage (choisi par l'utilisateur), le signal est maximisé dans la direction balayée correspondante (équation I-30), tout en étant minimisé sur les autres directions (équation I-31). Cela permet de constituer pas à pas le spectre de puissance. Dans [STOI97], le vecteur de pondération  $\mathbf{w}$  du filtre de Beamforming est choisi tel que

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A}(\theta_i) = 1 \quad \text{I-30}$$

et

$$\mathbf{w} = \arg \min_{\mathbf{w}} \left\{ \mathbf{w}^H(\theta_j)_{j \neq i} \mathbf{w}(\theta_j)_{j \neq i} \right\} \quad \text{I-31}$$

L'angle recherché est donnée par la maximisation du spectre de puissance  $\mathbf{P}_{BF}(\theta_i)$  suivant :

$$\hat{\theta}_i = \arg \max_{\theta_i} \{ \mathbf{P}_{BF}(\theta_i) \} = \arg \max_{\theta_i} \{ \mathbf{w}^H(\theta_i) \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} \mathbf{w}(\theta_i) \} \quad \text{I-32}$$

où  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$  désigne la matrice de covariance du signal à estimer, définie par

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^H}{N} \quad \text{I-33}$$

Ces méthodes ont une résolution spatiale relativement faible, limitée par la largeur du lobe du filtre virtuel défini par la limite de Rayleigh. Rappelons que cette limite de résolution vaut  $\frac{2\pi}{M}$  dans le cas d'une estimation angulaire sur un réseau de  $M$  antennes, et  $\frac{1}{Bw}$  dans le cas d'une estimation des TOA sur une bande passante  $Bw$ . Elles ne prennent en compte ni le bruit ni la corrélation entre les signaux. L'estimateur MVDR (Minimum Variance Distorsionless Response) [STOI97] résout une partie de ces problèmes en tenant compte de l'inverse de la matrice de covariance du signal pour appliquer le filtrage spatial. Ainsi, la contrainte introduite dans l'équation I-31 devient

$$\mathbf{w} = \arg \min_{\mathbf{w}} \left\{ \mathbf{w}^H(\theta_j)_{j \neq i} \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} \mathbf{w}(\theta_j)_{j \neq i} \right\} \quad \text{I-34}$$

L'angle estimé est alors obtenu à partir de la minimisation du spectre de puissance du MVDR  $\mathbf{P}_{MVDR}(\theta_i)$  et donnée par

$$\hat{\theta}_i = \arg \min_{\theta_i} \{ \mathbf{P}_{MVDR}(\theta_i) \} = \arg \min_{\theta_i} \left\{ \frac{1}{\mathbf{w}^H(\theta_i) \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1} \mathbf{w}(\theta_i)} \right\} \quad \text{I-35}$$

L'algorithme MVDR applique un filtre spatial qui minimise la variance du signal reçu telle que la réponse après filtrage soit sans distorsion. Ses performances surpassent celles du Beamforming. Cependant, les méthodes spectrales ne fournissent pas une estimation très fine des paramètres géométriques du canal, mais elles restent attractives de part leur simplicité de mise en œuvre et leur faible temps de calcul. Elles sont généralement utilisées pour fournir une solution initiale aux estimateurs HRA.

### Méthodes Haute Résolution

Les HRA sont appelés ainsi en raison de la résolution qu'ils peuvent fournir qui est significativement meilleure que la résolution liée à leur domaine d'observation, par exemple  $\frac{2\pi}{M}$  pour la résolution angulaire brute d'un réseau de  $M$  antennes, ou  $\frac{1}{Bw}$  pour une bande passante  $Bw$ .

L'estimateur **MUSIC** (Multiple Signal Classification) utilise les propriétés de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$  du signal mesuré pour extraire les caractéristiques des rayons. Des versions 1D [SCH86], c'est-à-dire n'estimant qu'un seul paramètre, jusqu'aux versions 3D [DOBR01], estimant conjointement 3 paramètres, existent et sont transposables à N dimensions.

Une décomposition en valeur singulière (SVD – Singular Value Decomposition) de la matrice de covariance permet d'extraire le sous-espace signal et le sous-espace bruit. Tous les vecteurs appartenant simultanément au domaine de visibilité et orthogonaux à l'espace bruit sont recherchés pour constituer un spectre de puissance dans le domaine correspondant. Les paramètres estimés minimisent la distance euclidienne entre ces vecteurs et l'espace bruit. Ils correspondent aux maxima dans le spectre de puissance multidimensionnel.

L'estimateur **ESPRIT** (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) se base sur le même modèle de signal que MUSIC et exploite les propriétés de  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$  et sa décomposition SVD. Toutefois les paramètres des signaux sont extraits à partir de l'espace signal. Le terme « invariance de rotation » se réfère à la décomposition du réseau d'antennes en deux sous-réseaux, tels que chaque antenne d'un sous-réseau puisse être appariée avec une autre du second

sous-réseau, avec une distance de séparation identique [ROY89]. Une autre version plus récente [ZOLT96] est destinée aux réseaux d'antennes pouvant être exprimés de manière centro-symétrique. Cette décomposition en sous-réseaux permet de simplifier les calculs matriciels, notamment en ce qui concerne les décompositions en valeurs propres nécessaires à l'extraction des caractéristiques des trajets du canal.

L'estimateur **SAGE** (Space-Alternating Generalized Expectation Maximization) [FESS94], [CHUN02] est un algorithme itératif basé sur une méthode de ML. Le principe de base de l'algorithme est décrit pour une estimation 1D. La matrice d'observation peut se mettre sous la forme:

$$\mathbf{X} = [\sum_{p=1}^P \mathbf{y}_0^p \dots \sum_{p=1}^P \mathbf{y}_N^p] = \sum_{p=1}^P \mathbf{Y}^p \quad \text{I-36}$$

On suppose que, dans une étape préliminaire à l'algorithme SAGE, le nombre  $P$  de sources est obtenu en appliquant à  $\mathbf{X}$  le critère de AIC ou MDL. Le vecteur  $\mathbf{y}_k^p$  est défini par

$$\mathbf{y}_k^p = \mathbf{a}(\theta_p) s_p + \mathbf{n}_k \quad \text{I-37}$$

$\mathbf{a}(\theta_p)$  est le vecteur directeur du réseau pour la variable  $\theta_p$ ;  $s_p$  est l'amplitude complexe du signal, et  $\mathbf{n}_k$  le vecteur bruit. On note  $\boldsymbol{\theta}$  et  $\mathbf{s}$  les vecteurs de dimension  $P$  contenant respectivement les valeurs du paramètre  $\theta$  et des amplitudes à estimer. Ce paramètre  $\theta$  peut être un angle ou un temps. A l'initialisation, ces deux ensembles contiennent des valeurs à 0. Puis les étapes suivantes sont récursives. L'algorithme du Beamforming est appliqué à  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}$ . Le maximum du spectre  $\mathbf{P}_{BF}(\theta)$  (équation I-32) permet de déduire le paramètre  $\hat{\theta}_1$ . Les vecteurs à estimer deviennent  $\boldsymbol{\theta} = [\hat{\theta}_1, 0, 0 \dots]^T$  et  $\mathbf{s} = [\hat{s}_1, 0, 0 \dots]^T$ . Lors de l'étape suivante,  $\hat{\mathbf{A}}$  et  $\hat{\mathbf{s}}$  sont construits à partir de  $\hat{\theta}_1$  et  $\hat{s}_1$  puis on soustrait cette source à la matrice d'observation  $\mathbf{X}$ :

$$\mathbf{Y}_2 = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{s}} \quad \text{I-38}$$

Le procédé d'estimation est réitéré afin d'estimer les  $D$  sources. Puis dans l'étape suivante, cette estimation est affinée en réitérant la phase précédente mais en prenant comme solution initiale les vecteurs  $\boldsymbol{\theta}$  et  $\mathbf{s}$  estimés. Un test de convergence sur les paramètres estimés entre la phase en cours et la précédente permet de limiter le nombre d'itérations.

Cette procédure peut aisément se généraliser à l'estimation conjointe de plusieurs paramètres. SAGE découpe le problème multidimensionnel en problèmes 1D, simplifiant la recherche des paramètres géométriques du canal. La qualité de l'estimation est toutefois tributaire de la qualité de la solution initiale.

Développé en 2005, **RIMAX** [RICH05] est basé sur la méthode de ML. Le modèle du signal reçu inclut une composante spéculaire (SP) et une composante notée DAN incluant le bruit et les trajets multiples denses (Dense Multipath component - DMC). Les DMC comportent les composantes diffuses et spéculaires qui ne peuvent être estimées de part leur faible SNR. La variation des amplitudes complexes du signal suit alors une loi de distribution normale circulaire complexe, de moyenne égale à la composante spéculaire et de variance la puissance de la composante DAN. Par une approche empirique, les composantes DAN sont modélisées par une décroissance exponentielle du profil de puissance retard (Power delay profile PDP). Une illustration est donnée Figure I.6.

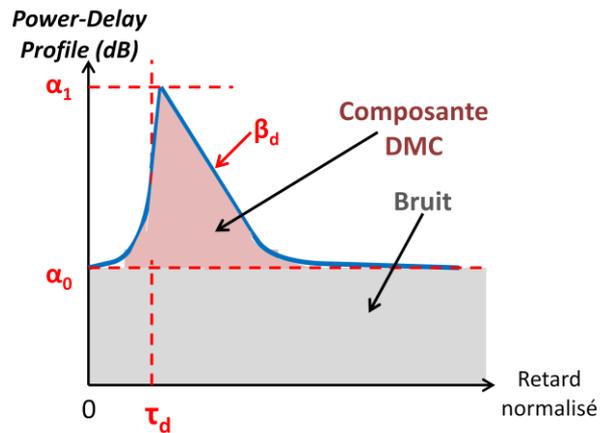


Figure 1.6 Profil de puissance-retard de la composante DAN comportant la DMC et le bruit

Les termes  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ ,  $\beta_d$  et  $\tau_d$  représentent les quatre paramètres du modèle de DAN dans le domaine des retards. Le terme  $\tau_d$  correspond au retard associé au maximum de puissance dans le canal, normalisé par rapport à la fenêtre d'observation des mesures, soit  $\frac{M_f - 1}{Bw}$ . Le terme  $\alpha_0$  correspond au niveau de bruit dans le canal ;  $\alpha_1$  est la puissance de la DMC à  $\tau = \tau_d$ . Quant à  $\beta_d$ , il représente la bande de cohérence de la composante DMC, normalisée par rapport à la bande passante  $Bw$ . En incluant cette composante dans le modèle du signal, la précision de l'estimation est améliorée. Les paramètres spéculaires et diffus étant indépendants, ils sont alternativement estimés et optimisés par l'algorithme de ML. A chaque itération d'optimisation de l'algorithme, l'estimation de la partie DAN est affinée puis soustraite au signal reçu. L'estimateur peut ainsi extraire avec plus de finesse les paramètres des rayons spéculaires du canal (AOA, AOD, TOA, amplitudes polarimétriques, voire décalages Doppler).

Un résumé des algorithmes d'estimation est reporté dans le Tableau I-5 :

## CHAPITRE 1 - ETAT DE L'ART : TECHNIQUES DE LOCALISATION ET CANAL DE PROPAGATION

Tableau I-5 . Tableau comparatif des algorithmes d'estimation des paramètres spatio-temporels du canal de propagation

| Estimateur   | Nature          | Nombre de dimensions pouvant être estimées | Modèle de signal - Hypothèses   | Méthode   | Avantages   | Inconvénients  |
|--|-----------------|--|---|---|---|--|
| <b>Beamforming</b><br>[ENGI09]-<br>[STOI97]                  | Spectrale       | 1D (AOA)                                   | Bruit et signaux corrélés non pris en compte dans le modèle de signal   | Filtrage spatial  | Simplicité, temps de calcul très faible   | Faible résolution, liée à la limite de Rayleigh. Performances dégradées en présence de bruit et signaux corrélés |
| <b>MVDR</b><br>[STOI97]                                      | Spectrale       | 1D (AOA)                                   | Matrice de covariance du signal prise en compte   | Filtrage spatial  | Simplicité  | Faible résolution  |
| <b>MUSIC (et versions dérivées)</b><br>[SCH86]-<br>[DOBR01]  | Spectrale<br>HR | 1D (AOA), 2D (AOA/TOA) et plus             | Basé sur les propriétés de $R_{xx}$ : orthogonalité de l'espace signal et l'espace bruit                            | Décomposition SVD de $R_{xx}$ et utilisation de l'espace bruit pour constituer le spectre de puissance  | Relativement bonne précision et simplicité.   | Requiert une estimation correcte du nombre de signaux $P$ . Ne distingue pas deux signaux corrélés.              |
| <b>ESPRIT (et versions dérivées)</b><br>[ROY89]-<br>[ZOLT96] | HR              | 1D, 2D et plus                             | Identique à MUSIC   | Décomposition SVD de $R_{xx}$ et utilisation de l'espace signal pour constituer le spectre de puissance   | Bon rapport précision/temps de calcul   | Requiert l'estimation préalable de $P$ . Limité à des configurations de réseaux d'antennes spécifiques.          |
| <b>SAGE</b><br>[FESS94]-<br>[CHUN02]                         | HR              | 1D, 2D et plus                             | Décomposition de la matrice des signaux reçus en une somme de matrices d'observations correspondant à chaque source | Algorithme itératif en deux étapes: mise à jour de la matrice de covariance, puis optimisation des paramètres par ML  | Estimation fine. Equivalent à une recherche mono-dimensionnelle. Robuste à de faibles SNR                               | Lent à converger. Requiert l'estimation préalable de $P$ .   |
| <b>RIMAX</b><br>[RICH05]                                     | HR              | 1D, 2D et plus                             | <i>DAN</i> incluse dans le modèle de signal. Utilise le modèle de distribution complexe gaussien pour les données.  | Algorithme itératif, basé sur le ML. Estime alternativement la composante spéculaire et la composante diffuse du signal pour affiner l'estimation des paramètres géométriques du canal. | Modèle de canal le plus réaliste. Plus rapide que SAGE. Estimation fine. Ne nécessite pas l'estimation préalable de $P$ | Complexité d'implémentation.   |

Grâce à la finesse de son estimation et la rapidité de convergence, l'algorithme RIMAX a été choisi comme estimateur dans cette thèse. Il est décrit en détail dans le chapitre 2.

### 3.3. Les modèles de canal

#### 3.3.1. Les différentes classes de modèle

Les modèles peuvent être divisés en deux classes: les modèles physiques et les modèles analytiques [ALM06].

**Les modèles physiques** caractérisent géométriquement le canal à travers des paramètres dits physiques du canal: les TOA, AOD, AOA, amplitudes (polarimétriques ou non). On distingue trois sous-classes de modèles physiques:

- Les modèles déterministes. Ils déterminent les paramètres physiques du canal, en appliquant les lois de propagation des ondes sur un scénario donné. Cela requiert la connaissance des positions de l'émetteur, du récepteur et des diffuseurs, c'est-à-dire de l'environnement.
- Les modèles géométriques-stochastiques. Ce sont des modèles hybrides, qui déterminent les paramètres physiques du canal, en appliquant les lois de propagation des ondes, mais pour un scénario (Tx, Rx et diffuseurs) fixé de manière stochastique.
- Les modèles stochastiques. Les paramètres physiques sont considérés comme des variables aléatoires dont les lois de distribution ont été estimées empiriquement.

**Les modèles analytiques** caractérisent le canal MIMO de manière purement mathématique et sont généralement définis en bande étroite. Certains modèles analytiques sont stochastiques et sont basés sur l'hypothèse que les coefficients du canal MIMO suivent une distribution complexe gaussienne multi variable. La matrice du canal MIMO peut ainsi être scindée en une partie stochastique, traduisant les composantes NLOS du canal et une partie déterministe pour la composante LOS du canal [WALL02]. D'autres modèles analytiques sont basés sur des hypothèses de propagation, tels que le *Finite Scatterer Model* [BURR03], qui suppose que le canal peut être modélisé par un nombre fini de multi-trajets.

Les méthodes de localisation présentées dans cette thèse reposent sur l'utilisation d'un modèle de canal déterministe décrit dans la section suivante.

#### 3.3.2. Les modèles déterministes

Ces modèles de rayons optiques sont basés sur l'optique géométrique, et permettent de calculer les caractéristiques de tous les rayons reliant Tx à Rx. Pour le trajet direct (LOS), la longueur électrique des rayons donne l'amplitude et la phase de l'onde, ainsi que leurs TOA. Lorsque le rayon subit des interactions avec l'environnement, les lois de propagation des ondes sont appliquées pour calculer les angles, atténuations et déphasages induits:

- l'équation des télécommunications, pour l'espace libre
- les coefficients de Fresnel, pour calculer les coefficients de réflexion
- les lois de Snell-Descartes, pour la réfraction

- la théorie de la diffraction (GTD ou UTD), pour les coefficients de diffraction. Parfois les formules approchées (Deygout, Epstein) sont utilisées pour calculer l'atténuation induite par les diffractions sur arêtes horizontales.

La technique FDTD (Finite Difference Time Domain), consistant à résoudre les équations de Maxwell dans le domaine temporel discrétisé, peut être éventuellement associée à celle de l'UTD [REYN 05,06]. Cela permet de modéliser de manière plus rigoureuse les phénomènes de diffusion sur les structures plus petites ou complexes, rencontrés fréquemment dans les canaux indoor.

On distingue deux types de méthodes [HUSH94]-[COST99]-[ROSS02]: la méthode de tracé de rayons (Ray Tracing), appelée technique des images lorsqu'on ne prend en compte que les réflexions, et la méthode brute de lancer de rayons (Ray Launching).

### Tracé de rayons

Le rayon direct (LOS), s'il existe, est tout d'abord calculé. Pour le calcul des rayons ayant subi une à plusieurs réflexion(s), la technique des images est appliquée. Le Tx crée une image par symétrie axiale par rapport à une surface d'interaction. Si une 2<sup>ème</sup> réflexion peut avoir lieu, c'est-à-dire s'il existe une façade dans l'environnement où le rayon puisse se réfléchir à nouveau, une nouvelle image symétrique de l'ancienne image par rapport à la 2<sup>ème</sup> surface d'interaction se crée, et ainsi de suite. Cette technique des images est illustrée sur la Figure I.7. Le chemin arrière est ensuite tracé de Rx vers la dernière image (en s'arrêtant à la dernière façade d'interaction), puis de ce point d'interaction vers l'avant-dernière image, jusqu'à remonter au Tx. Bien évidemment, si pour chaque étape de tracé arrière, il n'y a pas de point d'intersection sur une façade, le rayon n'est pas retenu. Cette démarche est effectuée pour toutes les combinaisons possibles de façades ; on peut également fixer un nombre maximum d'interaction pour limiter le temps de calcul des rayons.

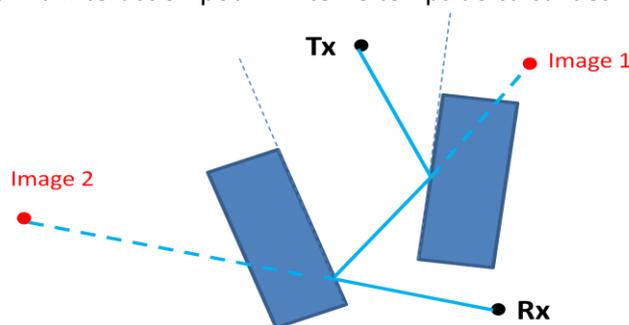


Figure I.7 Technique des images pour le tracé de rayons

Toutes les simples ou doubles diffractions possibles sur les arêtes verticales sont calculées à l'aide des méthodes UTD ou pour les diffractions sur les plans horizontaux par des méthodes approchées.

Toutefois, le tracé de rayons se complexifie si l'on prend également en compte les scénarios mixtes diffractions-réflexions ou en présence d'arêtes de différentes orientations, telles que les arêtes de forme arrondie [ROSS90].

La technique de Ray Tracing détermine l'ensemble des rayons possibles entre le Tx et le Rx avec exactitude, mais peut engendrer en contrepartie un temps de calcul important lorsque l'environnement est complexe. A ce titre, une méthode de tracé de rayon [COMBE06] propose de calculer un graphe de visibilité et de ne construire ensuite que les rayons inclus dans une dynamique

de 18 dB de la réponse impulsionnelle, représentant les rayons les plus significatifs du canal. Cela permet de réduire les temps de calcul d'un facteur 4.

### Lancer de rayons

#### ***(1) Lancer de rayons standard***

Comme précédemment, le rayon direct, s'il existe, est calculé. Un grand nombre de rayons est ensuite lancé à partir du Tx dans toutes les directions (3D), illustré sur la Figure 1.8. Ces rayons subissent les interactions qui ont lieu sur leur chemin (réflexions, diffractions) jusqu'à atteindre un nombre maximal d'interactions et/ou un seuil d'atténuation définis au préalable. Lorsque le rayon ne frappe aucune surface ou arête, il n'est pas retenu.

Une sphère de réception est définie autour du Rx. Seuls les rayons traversant cette sphère sont retenus. La précision du lancer de rayons (et donc la caractérisation du canal) dépend du rayon de la sphère de réception et du pas angulaire du lancer de rayons au départ de Tx. Le choix du rayon de la sphère de réception est délicat: un rayon trop faible risque de sous-estimer le nombre de rayons du canal, tandis qu'un rayon trop large va induire des répliquas de rayons, correspondants à des rayons très similaires mais légèrement décalés spatialement.

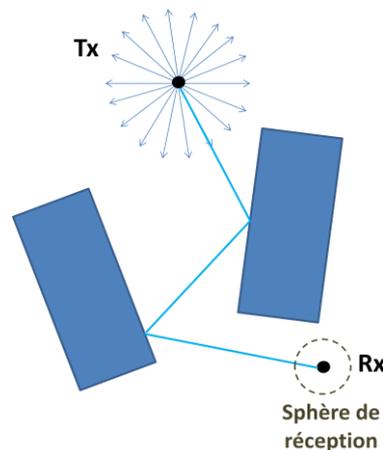


Figure 1.8 Illustration de la technique de lancer de rayons

La prise en compte des diffractions augmente considérablement le temps de calcul en raison du large étalement angulaire possible des diffractions, chaque arête étant assimilée à une source secondaire.

La méthode de localisation proposée dans cette thèse est basée sur le FP et utilise, pour créer sa base de données, l'algorithme de lancer de rayon – Volcano Lab - développé par Siradel. L'algorithme se base sur le principe général de lancer de rayon et comporte quelques spécificités [CORR09]-[TENO11], permettant d'augmenter la vitesse, la précision et la capacité de calcul sur des zones urbaines et suburbaines. Ces spécificités sont décrites dans le paragraphe suivant.

#### ***(2) Spécificités du lancer de rayon VLab***

- Modélisation de l'environnement

Le lancer de rayon VLab utilise une description vectorielle des éléments de l'environnement tels que les habitations, industries, bâtiments publics, arbres, bois, ou ponts. Chaque élément est décrit

par les coordonnées X-Y de ses sommets et sa hauteur moyenne. L'atténuation d'un rayon engendrée par la transmission à travers un bâtiment, arbres est paramétrable manuellement (ex : - 10 dB pour un bâtiment, -6 dB pour une fenêtre), ainsi que l'atténuation par mètre d'épaisseur.

- Construction des rayons

L'algorithme construit les rayons du canal en trois étapes [CORR09].

Une première étape consiste à calculer le rayon « direct » dans le plan horizontal. Il s'agit du rayon qui va directement de Tx à Rx, mais qui peut avoir rencontré des obstacles sur le plan vertical. Cela peut être le rayon LOS, ou un rayon ayant subi une simple ou double diffraction sur des arêtes horizontales. Ces dernières sont modélisées par des lames de couteau dans le plan vertical, et l'atténuation induite est calculée à partir de la méthode approchée de Deygout [TER05].

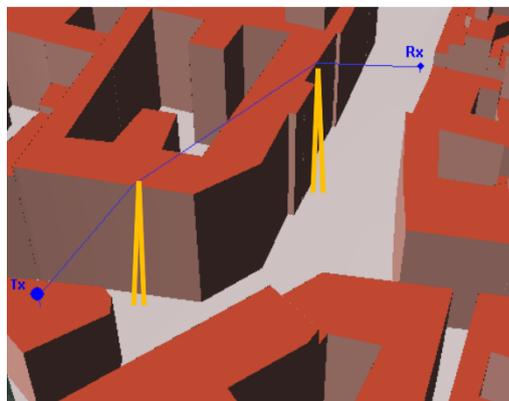


Figure I.9 Exemple de rayon direct dans le plan horizontal, associé à une double diffraction sur des obstacles en lame de couteau. Extrait de [TENO11]

La deuxième étape consiste à calculer les rayons latéraux dans le plan horizontal. Il peut s'agir cette fois de réflexions, diffractions sur des arêtes verticales ou des rayons pénétrant un bâtiment. Cette étape est illustrée sur la Figure I.10 qui présente un exemple de construction de rayons latéraux réfléchis (à gauche) et diffractés (à droite). Après chaque interaction, un masque de visibilité détermine la zone où les rayons pourraient atteindre soit directement le récepteur soit d'autres obstacles (murs ou arêtes de bâtiments). L'introduction de masques de visibilité permet de réduire les temps de calcul. Il est important de préciser que, pour limiter le temps de calcul, le nombre de diffractions verticales est également limité à 2 ; le nombre de réflexions à 4 ; le nombre de réflexions après diffraction(s) est limité à 1. De plus, un critère d'atténuation maximale et/ou de nombre de rayons maximal peut être fixé.

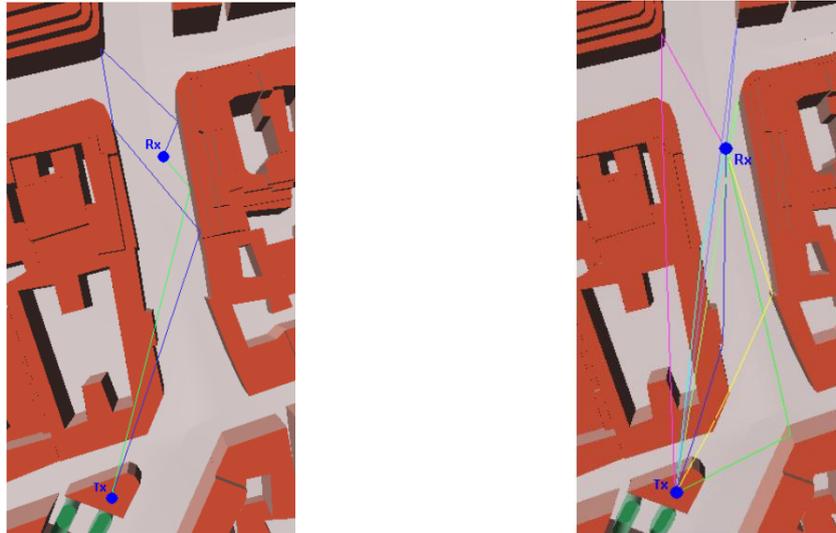


Figure I.10 Exemple de rayons réfléchis (à gauche) et diffractés (à droite) [TENO11]

Contrairement à un lancer de rayon classique, les rayons sont uniquement lancés vers les contours des bâtiments. De plus, pour améliorer l'uniformité des points d'interaction sur les façades et la résolution du lancer, des écarts maximaux angulaire et spatial (notés  $\theta_{max}$  et  $d_{max}$ ) sont paramétrables, dont une illustration est présentée sur la Figure I.11. Notons que le paramètre  $d_{max}$  est équivalent à discrétiser les contours des bâtiments. La résolution maximale du logiciel est limitée à  $\theta_{max} = 0.1^\circ$  et  $d_{max} = 1m$ . A ce niveau là, ces rayons latéraux sont uniquement définis en 2D.

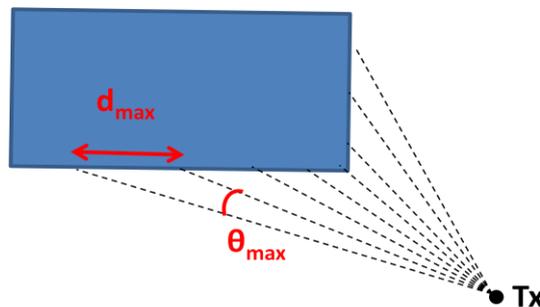


Figure I.11 Paramètres de résolution du lancer de rayons VLab

La dernière étape consiste à construire chaque rayon capturé par le Rx en 3D. Il s'agit de déployer chaque rayon latéral 2D sur le plan vertical. Le champ électrique du rayon est calculé à partir des coefficients de Fresnel (réflexions), de l'UTD ou de la méthode approchée de Deygout.

Précisons que, d'un point de vue modélisation, la végétation est considérée comme un milieu atténuateur, lorsqu'elle est traversée par un rayon. Ces contours sont cependant assimilés à des lames de couteau, et peuvent donc engendrer des diffractions.

La version VLab disponible pour la thèse ne calcule que le champ électrique en mode copolarisé : le Tx et le Rx doivent avoir la même polarisation (VV ou HH). Les phénomènes de dépolarisation, qu'ils soient dus à la végétation, les structures des bâtiments, ou même la différence de hauteur Tx-Rx, ne sont pas introduits dans cette version.

## 4. Conclusion

Cet état de l'art a montré la diversité des techniques de localisation proposées durant ces 20 dernières années. Progressivement, pour atteindre des précisions de localisation inférieures à quelques dizaines de mètres en scénario NLOS et en zone urbaine ou suburbaine, les algorithmes se sont complexifiés partant des techniques mono-paramètre telles que celles prenant en compte uniquement le TOA pour aboutir à des techniques plus abouties de type coopératives et/ou hybrides. Pour être performant, ces algorithmes nécessitent un nombre important de stations réceptrices. De plus, les hypothèses de base de toutes les études publiées considèrent une parfaite coopération entre MS et les RS, les problèmes de synchronisation entre le MS et RS n'ont donc pas été abordés. Les résultats expérimentaux publiés en milieu urbain montrent que dans le meilleur des cas, pour obtenir une erreur moyenne de 30 m en scénario NLOS en zone urbaine de 100 m à 300 m de rayon il est nécessaire de disposer d'au moins 3 stations réceptrices.

Il n'existe pas à notre connaissance de méthode de localisation en scénario NLOS assurant une précision de l'ordre de 10 m en mode non coopératif utilisant une voire deux RS. Les méthodes proposées dans cette thèse utilisent un algorithme de haute résolution pour l'estimation des paramètres du canal et un modèle déterministe de canal pour la base de données du Fingerprinting (FP). Le choix du FP est donc dicté par le fait que les techniques géométriques nécessitent au minimum trois RS, et leurs performances sont dégradées en scénario NLOS.

C'est la raison pour laquelle dans la seconde partie de ce chapitre, les méthodes d'estimation des paramètres du canal ont été décrites. Le choix de l'algorithme RIMAX est justifié, sa description détaillée est, quant à elle, reportée dans le chapitre suivant. Une description succincte du modèle déterministe ainsi que les règles de paramétrage ont été données à la fin de ce chapitre.



## II.

# Chapitre 2 - Caractérisation multidimensionnelle du canal

### 1. Introduction

L'algorithme de localisation est alimenté par les caractéristiques géométriques du canal entre le mobile et le(s) récepteur(s). En l'absence d'hypothèses sur un éventuel réseau d'antennes à l'émission, qui ne concerne que les mobiles de dernière génération, l'information sur les AOD au mobile ne sera pas accessible avant quelques années. En revanche, l'emploi d'un réseau d'antennes au niveau du RS permet d'extraire les informations de TOA et d'AOA à partir d'HRA. Une caractérisation multidimensionnelle du canal et une évaluation des performances de l'HRA sont des étapes préliminaires nécessaires pour le dimensionnement du récepteur et l'optimisation de l'algorithme de localisation.

Ce chapitre est organisé autour de 4 parties dont la première est dédiée à l'algorithme HRA RIMAX. Une description pédagogique détaillée de cet outil mathématique, initié en 2005 par A. Richter, est un exercice difficile en soi. Dans cette partie, l'accent est surtout mis sur la démarche suivie dans ses phases d'initialisation et d'optimisation plutôt que sur le développement mathématique approfondi qui peut-être consulté dans la thèse [RICH05]. Cet algorithme est ensuite utilisé pour estimer les caractéristiques des canaux générés par un modèle de lancer de rayon, afin de quantifier l'impact des caractéristiques du récepteur sur les erreurs d'estimation de l'HRA. La caractérisation expérimentale des canaux qui serviront à valider expérimentalement la méthode de localisation est décrite dans la seconde partie. Le modèle théorique de lancer de rayons permettra dans la troisième partie d'interpréter les résultats expérimentaux. Cette confrontation théorie-expérience mettra en lumière les difficultés à prendre en compte lors de la phase d'optimisation de la méthode de localisation. La diversité de polarisation peut apporter des informations supplémentaires ou complémentaires à la localisation. C'est la raison pour laquelle, la dernière partie de ce chapitre est consacrée aux aspects qualitatifs et quantitatifs de la dépolarisation.

### 2. Caractérisation théorique du canal

#### 2.1. Modèle de canal de l'estimateur haute résolution RIMAX

Dans le cadre de la thèse, la transmission s'effectue en mode SIMO (Single-Input Multiple-Output) étant donné qu'il n'y a aucune hypothèse sur une diversité d'antennes à l'émission. Ainsi, le canal bruité observé peut se mettre sous la forme de matrices  $\mathbf{X}_H \in \mathbb{C}^{M_R M_f \times N}$  et  $\mathbf{X}_V \in \mathbb{C}^{M_R M_f \times N}$  respectivement pour la polarisation H et V de chaque antenne.  $M_R$  est le nombre d'antennes à la réception,  $M_f$  le nombre de points de fréquences,  $N$  le nombre de réalisations indépendantes ou snapshots. On peut ainsi reconstituer une matrice d'observation polarimétrique  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_H, \mathbf{X}_V] \in$

$\mathbb{C}^{M_R M_f \times 2N}$ . Pour un souci de simplification, on notera  $M = M_R \cdot M_f$ . Comme précédemment introduit dans le chapitre 1 (section 3.2.2), l'algorithme RIMAX exploite l'hypothèse que chaque réalisation indépendante de  $\mathbf{X}$ , notée  $\mathbf{x}$ , suit une loi de distribution gaussienne complexe circulaire, de moyenne égale à la partie spéculaire du signal (notée  $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP})$ ) et de covariance  $\mathbf{R}$ , définie par :

$$\mathbf{x} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}), \mathbf{R}) \quad \text{II-1}$$

avec

$$\mathbf{R} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^H}{M} \quad \text{II-2}$$

Le terme  $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP})$  désigne également le vecteur représentant le modèle de signal reconstitué à partir du vecteur  $\boldsymbol{\theta}_{SP}$  qui englobe tous les paramètres spéculaires des rayons du canal SIMO:

$$\boldsymbol{\theta}_{SP} = [\boldsymbol{\tau}, \boldsymbol{\varphi}^{az}, \boldsymbol{\varphi}^{el}, \boldsymbol{\gamma}_{uH}, \boldsymbol{\gamma}_{uV}]^T \quad \text{II-3}$$

où  $\boldsymbol{\tau} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  est le vecteur des TOA,  $\boldsymbol{\varphi}^{az/el} \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  sont les vecteurs des AOA en azimut et élévation,  $\boldsymbol{\gamma}_{uH} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$  et  $\boldsymbol{\gamma}_{uV} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$  sont les gains polarimétriques H/V à la réception avec  $u$  polarisation inconnue (*unknown*) de l'émetteur et  $P$  le nombre de trajets spéculaires dans le canal.

D'une manière générale, le modèle de signal spéculaire polarimétrique SIMO pour  $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP})$  peut s'écrire sous la forme condensée suivante :

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}) = (\mathbf{G}_H^T \cdot \mathbf{B}_{RH}(\boldsymbol{\mu}_R) \diamond \mathbf{B}_f(\boldsymbol{\mu}_f)) \cdot \boldsymbol{\gamma}_{uH} + (\mathbf{G}_V^T \cdot \mathbf{B}_{RV}(\boldsymbol{\mu}_R) \diamond \mathbf{B}_f(\boldsymbol{\mu}_f)) \cdot \boldsymbol{\gamma}_{uV} \quad \text{II-4}$$

avec  $\mathbf{B}_{RH}(\boldsymbol{\mu}_R) \in \mathbb{C}^{M_R \times P}$ ,  $\mathbf{B}_{RV}(\boldsymbol{\mu}_R) \in \mathbb{C}^{M_R \times P}$  vecteurs directeurs angulaires à la réception pour les polarisation H et V respectivement.  $\mathbf{G}_H \in \mathbb{C}^{M_R \times P}$  et  $\mathbf{G}_V \in \mathbb{C}^{M_R \times P}$  sont les diagrammes de rayonnement synthétiques obtenus par transformation EADF (Effective Aperture Distribution Function) des diagrammes de rayonnement des antennes à la réception pour les polarisations H et V [RICH05]. Cette transformation est obtenue par une transformation de Fourier bidimensionnelle de taille  $N_1 \times N_2$  du diagramme de rayonnement mesuré. Ces matrices de gains interpolés incluent les gains précis pour chaque rayon  $p$  d'angle  $(\varphi_p^{az}, \varphi_p^{el})$  et pour chaque antenne de réception. Dans le cas où les antennes sont omnidirectionnelles en azimut et élévation,  $\mathbf{G}_H$  et  $\mathbf{G}_V$  sont données par la matrice identité.  $\mathbf{B}_f(\boldsymbol{\mu}_f) \in \mathbb{C}^{M_f \times P}$  décrit une matrice contenant les vecteurs directeurs fréquentiels associés aux  $P$  rayons.  $\boldsymbol{\mu}_R \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  et  $\boldsymbol{\mu}_f \in \mathbb{R}^{P \times 1}$  sont des vecteurs donnant les paramètres normalisés pour tous les  $P$  rayons. Ces paramètres normalisés dépendent des paramètres physiques du canal (AOA et TOA). Cette normalisation permet d'écrire tous les vecteurs directeurs de manière générique sous une forme centro-symétrique qui permet d'améliorer la performance numérique de l'estimateur. A titre d'exemple, la matrice  $\mathbf{B}_i(\boldsymbol{\mu}_i)$  associée au paramètre  $\boldsymbol{\mu}_i$  s'écrit:

$$\mathbf{B}_i(\boldsymbol{\mu}_i) = \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^1} & \dots & e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^P} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^1} & \dots & e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^P} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_i \times P} \quad \text{II-5}$$

<sup>1</sup>  $\diamond$  désigne le produit de Khatri-Rao.

Pour illustrer ceci, prenons le cas d'un canal comportant un rayon et considérons un réseau d'antennes de type linéaire uniforme (ULA),  $\boldsymbol{\mu}_R = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\boldsymbol{\varphi}^a z)$  avec  $d$  correspondant à l'espacement inter-antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde à la fréquence centrale. Pour le domaine fréquentiel, on retrouve le lien usuel avec la transformée de Fourier avec  $\boldsymbol{\mu}_f = 2\pi d_f \boldsymbol{\tau}$  où  $d_f$  correspond à l'espacement entre deux points de fréquence et  $\boldsymbol{\tau}$  le TOA.

Pour la matrice de covariance, un modèle de  $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  est donnée par  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})$  :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) = \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DMC}) + \alpha_0 \mathbf{I} \quad \text{II-6}$$

où  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DMC})$  modélise la corrélation de la composante dense,  $\alpha_0$  la variance du bruit blanc additif gaussien, et  $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{M \times M}$  matrice identité.  $\boldsymbol{\theta}_{DAN}$  inclut les paramètres de la DMC et du bruit blanc tel que :

$$\boldsymbol{\theta}_{DAN} = [\boldsymbol{\theta}_{DMC}, \alpha_0]^T = [\tau_d, \beta_d, \alpha_1, \alpha_0]^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1} \quad \text{II-7}$$

avec  $\tau_d$  le retard de base,  $\beta_d$  la bande de cohérence, et  $\alpha_1$  la puissance des composantes denses à  $\tau = \tau_d$ .

De plus,  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})$  peut se factoriser à l'aide du produit de Kronecker suivant :

$$\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) = \mathbf{I}_R \otimes \mathbf{R}_f(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) \quad \text{II-8}$$

où  $\mathbf{I}_R \in \mathbb{R}^{M_R \times M_R}$  est une matrice identité pour la dimension angulaire à l'émission alors que  $\mathbf{R}_f(\boldsymbol{\theta}_{DAN})$  modélise la corrélation fréquentielle de la DMC et du bruit. Cette approche est motivée par l'hypothèse du modèle de canal stationnaire au sens large et à diffuseurs non-corrélés entre les dimensions fréquentielles et spatiales de la DMC. On note que cette factorisation apporte une réduction de la complexité de calcul pour les algorithmes d'estimation paramétrique.  $\mathbf{R}_f(\boldsymbol{\theta}_{DAN})$  est donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{R}_f(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) = \text{toep}(\boldsymbol{\kappa}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}), \boldsymbol{\kappa}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})^H) \quad \text{II-9}$$

où  $\text{toep}$  est l'opération de Toeplitz et  $\boldsymbol{\kappa}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) \in \mathbb{C}^{M_f \times 1}$  est la fonction d'auto-corrélation de la fonction de transfert de la composante DAN du canal :

$$\boldsymbol{\kappa}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}) = \frac{\alpha_1}{\beta_d} \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{-j2\pi(M_f-1)\tau_d} \\ \beta_d & & \beta_d + j2\pi \frac{M_f-1}{M_f} \end{bmatrix}^T + \alpha_0 \mathbf{e}_0 \quad \text{II-10}$$

où  $\mathbf{e}_0 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  est un vecteur unité.

Le problème d'estimation revient donc à estimer  $\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{SP} \\ \boldsymbol{\theta}_{DAN} \end{bmatrix}$ , vecteur incluant l'ensemble des paramètres spéculaires et denses inconnus.

## 2.2. Principe de fonctionnement de RIMAX

L'algorithme RIMAX est un algorithme itératif d'estimation qui exploite le maximum de vraisemblance et qui permet de donner une estimée conjointe de  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}$  et  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}$  à partir du modèle de

signal et de covariance. L'algorithme s'opère en trois étapes: l'initialisation de  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}$  et  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}$ , l'optimisation de ces paramètres, et la sélection des rayons les plus fiables (Figure II.1).

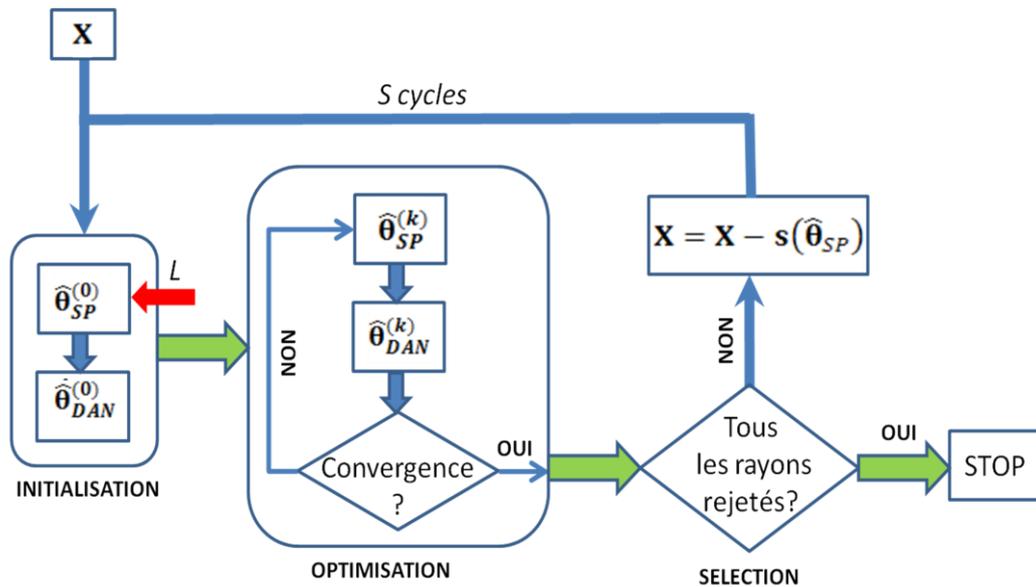


Figure II.1 Etapes de l'algorithme d'estimation RIMAX

### 2.2.1. Initialisation

Dans un souci de clarté, on donnera ici une description simplifiée de l'initialisation dans le cas où les antennes sont isotropes.

- Initialisation de  $\mathbf{R}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN})$   
N'ayant aucune connaissance *a priori* de la structure de la matrice de covariance du canal mesurée, l'initialisation la plus simple pour  $\mathbf{R}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN})$  est de considérer que le canal est bruité par du bruit blanc additif gaussien. La variance du bruit est estimée à partir du profil de puissance retard (PDP) moyenné sur toutes les réalisations spatiales, polarimétriques, et temporelles par la relation :

$$\mathbf{pdp} = \langle |\mathcal{F}^{-1}\{\mathit{reshape}(\mathbf{X}, M_f, 2 \cdot M_R \cdot N)\}|^2 \rangle \quad \text{II-11}$$

$$\hat{\alpha}_0 = \min(\mathbf{pdp}) \quad \text{II-12}$$

$$\mathbf{R}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}) = \hat{\alpha}_0 \mathbf{I} \quad \text{II-13}$$

où  $\mathcal{F}^{-1}$  est la transformée de Fourier inverse.

La fonction *reshape* transforme un vecteur de taille  $m \cdot n$  en une matrice à  $m$  lignes et  $n$  colonnes,

$$\text{soit } \mathit{reshape} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}^{m \cdot n} \end{bmatrix}, m, n \right\} = \mathbf{X}^{m \times n}.$$

- Initialisation de  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP,l}^{(0)}$   
L'initialisation s'effectue itérativement pour retirer un à un chaque rayon estimé de la matrice d'observation du canal. Pour estimer  $L$  rayons, il faut donc répéter les opérations décrites ci-dessous  $L$  fois.

Une estimation initiale de  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP,l}^{(0)} = [\hat{\boldsymbol{\tau}}_l^{(0)}, \hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{az,(0)}, \hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{el,(0)}, \hat{\boldsymbol{\gamma}}_{uH,l}^{(0)}, \hat{\boldsymbol{\gamma}}_{uV,l}^{(0)}]^T$  pour le  $l^{\text{ième}}$  rayon est effectuée par une méthode de corrélation multidimensionnelle. Pour chaque rayon, la recherche s'effectue successivement dans chaque dimension.

Les matrices de corrélation  $\mathbf{Q}_i(\boldsymbol{\mu}_i)$  sont définies de manière générique par :

$$\mathbf{Q}_i(\boldsymbol{\mu}_i) = \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^1} & \dots & e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^1} & \dots & e^{-j\left(\frac{M_i-1}{2}\right)\mu_i^K} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M_i \times K} \quad \text{II-14}$$

où  $\boldsymbol{\mu}_i \in \mathbb{R}^{K \times 1}$  est un vecteur qui définit la plage de recherche pour le domaine d'intérêt ( $i = R$  ou  $f$ ). On note que  $K > M_i$  pour obtenir des matrices de corrélation sur-échantillonnées. Le sur-échantillonnage est équivalent à du zéro-padding et permet d'obtenir une solution initiale plus proche de la solution réelle mais ne constitue pas en soi une méthode dite de haute-résolution.

- Estimation de  $\hat{\boldsymbol{\tau}}_l^{(0)}$

Le retard le plus probable  $\hat{\boldsymbol{\tau}}$  est obtenu par le calcul d'une fonction de coût comme suit :

$$\hat{\boldsymbol{\tau}} = \arg \max_{\boldsymbol{\tau}} \left\{ \sqrt{\sum |\mathbf{Q}_f(\boldsymbol{\mu}_f)^H \cdot \mathbf{X}|^2} \right\} \quad \text{II-15}$$

où la matrice d'observation  $\mathbf{X}$  est préalablement réarrangée de telle manière que :

$$\mathbf{X} = \text{reshape}(\mathbf{X}, M_f, 2 \cdot M_R \cdot N) \quad \text{II-16}$$

On peut ainsi retirer au signal mesuré la contribution du vecteur directeur fréquentiel :

$$\hat{\mathbf{x}}_{rem} = \left[ \mathbf{B}_f(\boldsymbol{\mu}_f(\hat{\boldsymbol{\tau}}_l^{(0)}))^H \cdot \mathbf{X} \right]^T \in \mathbb{C}^{2M_R N \times 1} \quad \text{II-17}$$

On note que cette opération permet de diminuer la dimension initiale de  $\mathbf{X}$  et que la recherche angulaire s'effectuera donc avec une complexité de calcul réduite.

- Estimation de  $\hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{az,(0)}$  et  $\hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{el,(0)}$

L'estimation s'opère conjointement suivant la même approche que précédemment en réarrangeant  $\hat{\mathbf{x}}_{rem}$  :

$$\hat{\mathbf{x}}_{rem} = \text{reshape}(\hat{\mathbf{x}}_{rem}, M_R, 2N) \quad \text{II-18}$$

Les angles les plus probables sont obtenus par :

$$\left[ \hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{az,(0)}, \hat{\boldsymbol{\varphi}}_l^{el,(0)} \right] = \arg \max_{\boldsymbol{\varphi}^{az}, \boldsymbol{\varphi}^{el}} \left\{ \sqrt{\sum |\mathbf{Q}_R(\boldsymbol{\mu}_R)^H \cdot \hat{\mathbf{x}}_{rem}|^2} \right\} \quad \text{II-19}$$

- Estimation de  $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{uH,l}^{(0)}$  et  $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_{uV,l}^{(0)}$

En introduisant au préalable les matrices suivantes :

$$\hat{\mathbf{B}}_H = \mathbf{B}_{R_H} \left( \boldsymbol{\mu}_R \left( \hat{\boldsymbol{\Phi}}_l^{az,(0)}, \hat{\boldsymbol{\Phi}}_l^{el,(0)} \right) \right) \diamond \mathbf{B}_f \left( \boldsymbol{\mu}_f \left( \hat{\boldsymbol{\tau}}_l^{(0)} \right) \right) \quad \text{II-20}$$

$$\hat{\mathbf{B}}_V = \mathbf{B}_{R_V} \left( \boldsymbol{\mu}_R \left( \hat{\boldsymbol{\Phi}}_l^{az,(0)}, \hat{\boldsymbol{\Phi}}_l^{el,(0)} \right) \right) \diamond \mathbf{B}_f \left( \boldsymbol{\mu}_f \left( \hat{\boldsymbol{\tau}}_l^{(0)} \right) \right) \quad \text{II-21}$$

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}) \quad \text{II-22}$$

Cette estimation est effectuée par la méthode du Best Linear Unbiased Estimator (BLUE) [RICH05]

$$\hat{\mathbf{Y}}_{uH,l}^{(0)} = \left( (\hat{\mathbf{B}}_H)^H \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{B}}_H \right)^{-1} (\hat{\mathbf{B}}_H)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X}_H \quad \text{II-23}$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_{uV,l}^{(0)} = \left( (\hat{\mathbf{B}}_V)^H \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{B}}_V \right)^{-1} (\hat{\mathbf{B}}_V)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X}_V \quad \text{II-24}$$

- Recherche d'un nouveau rayon

Si un nouveau rayon a besoin d'être recherché, le modèle de signal estimé du  $l^{\text{ième}}$  rayon est retiré de la matrice d'observation du canal :

$$\mathbf{X} = \mathbf{X} - \mathbf{s} \left( \hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP,l}^{(0)} \right) \quad \text{II-25}$$

- Mise à jour de  $\mathbf{R}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN})$

Après l'estimation initiale des  $L$  rayons, le modèle de signal  $\mathbf{s} \left( \hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}^{(0)} \right)$  est reconstitué et soustrait de la matrice initiale d'observation :

$$\hat{\mathbf{X}}_{DAN} = \mathbf{X} - \mathbf{s} \left( \hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}^{(0)} \right) \quad \text{II-26}$$

L'estimation des paramètres s'opère dans le domaine des retards par le biais de la PDP par les relations suivantes :

$$\mathbf{pdp} = \langle |\mathcal{F}^{-1} \{ \text{reshape}(\hat{\mathbf{X}}_{DAN}, M_f, 2 \cdot M_R \cdot N) \}|^2 \rangle \quad \text{II-27}$$

$$\hat{\alpha}_0 = \min(\mathbf{pdp}) \quad \text{II-28}$$

$$\hat{\alpha}_1 = \max(\mathbf{pdp}) - \hat{\alpha}_0 \quad \text{II-29}$$

$$\hat{\beta}_d = \frac{\hat{\alpha}_1}{M_f(\langle \mathbf{pdp} \rangle - \hat{\alpha}_0)} \quad \text{II-30}$$

Enfin,  $\hat{\tau}_d$  est estimée par une approche non-directe du problème de maximisation de la fonction log-vraisemblance dont l'algorithme est décrit dans [RICH05].

### 2.2.2. Optimisation

L'optimisation repose sur la maximisation de la fonction de log-vraisemblance donnée par :

$$\mathcal{L}(\mathbf{X} | \boldsymbol{\theta}_{SP}, \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})) = \log \left( \frac{1}{\pi^M \cdot \det(\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}))} \cdot e^{-(\mathbf{X} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}))^H \cdot \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})^{-1} \cdot (\mathbf{X} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}))} \right) \quad \text{II-31}$$

Le problème de maximisation s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP} \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN} \end{bmatrix} = \arg \max [\mathcal{L}(\mathbf{X}|\boldsymbol{\theta}_{SP}, \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN}))] \quad \text{II-32}$$

et peut se réduire à :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} (\mathbf{X} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP}))^H \cdot \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{DAN})^{-1} \cdot (\mathbf{X} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{SP})) \quad \text{II-33}$$

Ce type de problème s'apparente à un problème des moindres carrés pondérés si bien que toutes les techniques de résolution classiques de ce problème peuvent être déployées, que ce soit pour  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}$  et  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}$ . Le choix de la technique de maximisation locale retenue est la méthode de Levenberg-Marquardt [MARQ63]. Cette approche est intermédiaire entre la méthode de descente rapide et Gauss-Newton et permet de réduire de manière importante le coût de calcul.

Ainsi, l'optimisation conjointe est réalisée en optimisant itérativement  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{SP}$  et  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{DAN}$ .

### 2.2.3. Sélection de l'ordre du modèle

Les algorithmes classiques d'estimation des paramètres à haute résolution tels que SAGE ou ESPRIT supposent connus *a priori* l'ordre du modèle de canal (i.e. nombre de rayons  $P$ ) par les critères de la théorie de l'information AIC/MDL. Ces critères se basent sur la décomposition SVD de la matrice de covariance du canal mesurée; calcul qui peut dans le cas d'un sondage de canal multidimensionnel être incompatible avec les ressources numériques disponibles.

A titre d'exemple, dans le cas d'un sondage de canal MIMO avec  $M_T = M_R = 8$  et  $M_f = 1024$ , on obtient le vecteur d'observation  $\mathbf{x}$  de taille  $(M_T \cdot M_R \cdot M_f \times 1)$ , pour une réalisation mesurée. La matrice de covariance  $\mathbf{R}$ , dans le cas d'ESPRIT ou SAGE a pour taille  $M_T \cdot M_R \cdot M_f \times M_T \cdot M_R \cdot M_f$  soit en double précision une place mémoire de 275 Gb soit 34.3 Go. Notons que la décomposition en valeurs singulières de la matrice  $\mathbf{R}$  prendrait, après opération, 4 fois plus de place mémoire. L'avantage de l'algorithme RIMAX est de travailler avec les matrices de covariance de chaque domaine séparément, ce qui aboutit à des matrices de taille raisonnable soit  $M_T \times M_T$ ,  $M_R \times M_R$  et  $M_f \times M_f$ .

Dans RIMAX, l'ordre du modèle de canal est automatiquement ajusté en rejetant les rayons les moins fiables à chaque itération globale. Pour les  $L$  rayons, ce critère de sélection utilise la variance relative estimée ou en d'autres termes le rapport de l'incertitude de la variance de l'amplitude du rayon sur sa variance:

$$\frac{\text{var}\{|\hat{y}_l|\}}{|\hat{y}_l|^2} < \varepsilon_{|y_l|}^2 \quad \text{II-34}$$

Le seuil de sélection  $\varepsilon_{|y_l|}^2$  est choisi de telle manière à ce que la probabilité que le rayon appartienne au bruit soit inférieure à 1%. On note que l'incertitude de la variance est obtenue par la matrice d'information stochastique de Fisher qui est une matrice utilisée dans la technique d'optimisation.

Les étapes d'initialisation et d'optimisation sont alors répétées sur un nombre de cycles choisi par l'utilisateur et l'algorithme s'arrête de lui-même quand tous les rayons cherchés sont rejetés.

### 2.3. Etude paramétrique des performances de l'estimateur

#### 2.3.1. Les réseaux d'antennes

Il existe trois types de réseau d'antennes pour la caractérisation du canal :

- Les réseaux linéaires

Les antennes constituant le réseau sont alignées suivant un axe, le réseau sera dit "linéaire uniforme" (ULA) si la distance entre deux antennes successives est constante.

Si on emploie des antennes omnidirectionnelles, ces réseaux engendrent une ambiguïté de  $\pi$  concernant l'estimation de l'angle d'arrivée. Cette ambiguïté peut être résolue si on utilise des antennes directives, dont on inverse par exemple alternativement la direction du lobe principal.

- Les réseaux planaires

Ce sont les réseaux 2D tels que les réseaux URA (Uniform Rectangular Array) et UCA (Uniform circular Array), illustrés sur la Figure II.2. En principe, ils permettent une estimation sans ambiguïté des angles selon une seule dimension : azimut si le réseau est positionné horizontalement, ou élévation, si le réseau est positionné verticalement. Toutefois, cette ambiguïté peut être résolue si l'on incline le réseau. Une interpolation des angles d'élévation peut également être obtenue si les antennes ne sont pas omnidirectionnelles suivant le plan où l'on ne possède qu'une seule observation, par exemple si elles sont directives sur le plan de l'élévation dans le cas d'un réseau horizontal. Toutefois, l'estimation est peu précise et est de plus assujettie aux erreurs si le diagramme des antennes dans le plan vertical n'a pas été mesuré avec précision.

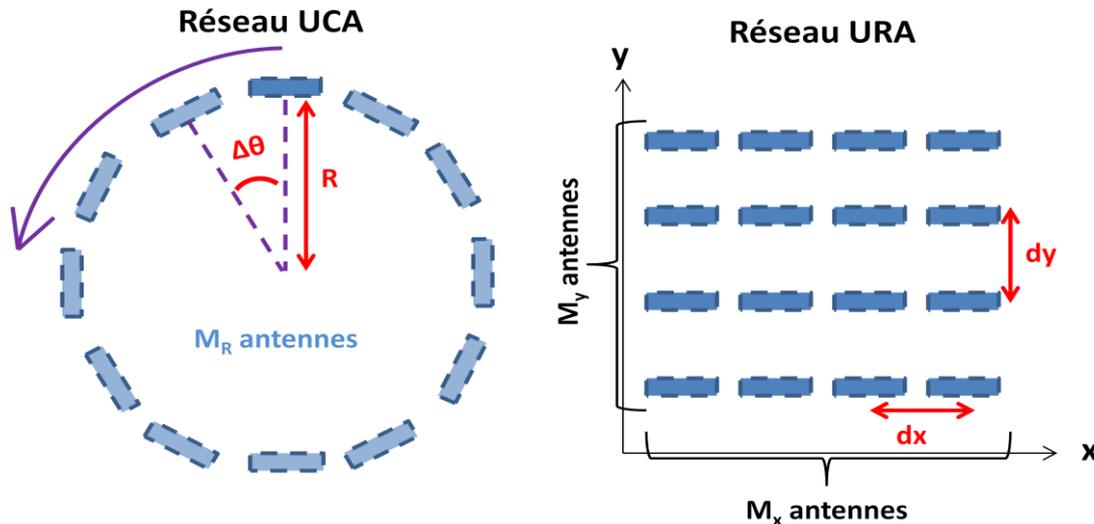


Figure II.2 Illustration des réseaux UCA et URA, vus du dessus. Exemple avec des antennes patch positionnées verticalement (rectangles bleus).

- Le vecteur directeur d'un réseau UCA, noté  $\mathbf{B}_{R_w, UCA}$  se définit pour une polarisation d'émission  $u$ , pour l'AOA d'un rayon incident  $k$  donné, comme suit

$$\mathbf{B}_{R_w, UCA}(\boldsymbol{\mu}_R^k) = [e^{-j\boldsymbol{\mu}_R^k}] \quad \text{II-35}$$

$$\text{avec } \boldsymbol{\mu}_R^k = \frac{2\pi R \cos(\varphi_k^{az} - \boldsymbol{\rho}) \cdot \sin(\varphi_k^{el})}{\lambda} \text{ et } \boldsymbol{\rho} = \left[ -\frac{2\pi}{M_R} \frac{M-1}{2} \dots \frac{2\pi}{M_R} \frac{M-1}{2} \right]^T$$

où  $u$ , la polarisation V ou H,  $\varphi_k^{az}$  est l'angle incident en azimut,  $\varphi_k^{el}$  l'angle de co-élévation (ou de zénith) pour le  $k^{\text{ième}}$  rayon,  $\lambda$  la longueur d'onde définie à la fréquence centrale, et  $\boldsymbol{\rho}$  le vecteur incluant le déphasage angulaire entre l'antenne de référence et chaque antenne du réseau. Afin d'assurer un échantillonnage spatial suffisant par le réseau selon le critère de Shannon, la distance entre deux antennes doit être inférieure à la demi-longueur d'onde du signal incident. Cette condition implique un nombre d'antenne minimal  $M_R$  respectant la relation

$$M_R > \frac{4\pi R}{\lambda} + 1 \quad \text{II-36}$$

avec  $R$  le rayon de l'UCA.

- Dans le cas d'un réseau URA, le vecteur directeur  $\mathbf{B}_{R_u,URA}$  est défini pour un AOA incident donné par

$$\mathbf{B}_{R_u,URA}(\boldsymbol{\mu}_R^k) = \mathbf{B}_{R_u,ULA}(\boldsymbol{\mu}_{Rx}^k) \diamond \mathbf{B}_{R_u,ULA}(\boldsymbol{\mu}_{Ry}^k) \quad \text{II-37}$$

$$\text{avec } \boldsymbol{\mu}_{Rx}^k = \frac{2\pi v_x dx \cos(\varphi_k^{az}) \cdot \sin(\varphi_k^{el})}{\lambda} \text{ et } \boldsymbol{\mu}_{Ry}^k = \frac{2\pi v_y dy \sin(\varphi_k^{az}) \cdot \sin(\varphi_k^{el})}{\lambda}.$$

$M_x$  et  $M_y$  sont respectivement le nombre d'antennes suivant l'axe des  $x$  ou l'axe des  $y$ .  $\mathbf{v}_x$  et  $\mathbf{v}_y$  représentent les vecteurs des indices des antennes suivant l'axe des  $x$  et des  $y$ , définis par

$$\mathbf{v}_x = \left[ -\frac{(M_x-1)}{2} \quad \dots \quad \frac{(M_x-1)}{2} \right]^T \quad \text{II-38}$$

$$\mathbf{v}_y = \left[ -\frac{(M_y-1)}{2} \quad \dots \quad \frac{(M_y-1)}{2} \right]^T \quad \text{II-39}$$

- Les réseaux 3D

Les réseaux 3D sont par exemple des réseaux circulaires uniformes superposés (SCUBA – Stacked Circular Uniform Beam Array). Leur domaine de visibilité est ouvert dans les plans azimutal et d'élévation. Ce dernier type de réseau offre une précision et une fiabilité accrue par rapport aux réseaux planaires, mais son encombrement n'est pas adapté pour des applications de localisation discrète. Dans la suite de l'étude, nous nous intéresserons uniquement aux réseaux planaires UCA et URA.

### 2.3.2. Méthode d'intégration du diagramme de rayonnement d'antenne dans le vecteur directeur du réseau

L'utilisation d'antennes directives dans le réseau pour l'estimation des caractéristiques du canal nécessite d'intégrer leur diagramme de rayonnement mesuré avec précision dans le vecteur directeur du réseau d'antennes utilisé dans l'HRA. Dans le cadre des campagnes de mesures effectuées, le diagramme de rayonnement a été mesuré pour les 4 modes de polarisations : VV, HH, et les isolations entre polarisations croisées VH et HV. Le champ électrique est mesuré dans un système de coordonnées en  $(\theta, \phi)$  tous les 2 degrés. L'antenne patch sous test est tournée par pas de  $2^\circ$  autour de l'axe de roulis ( $\phi$ ) puis suivant l'axe du lacet ( $\theta$ ) par pas de  $2^\circ$ .

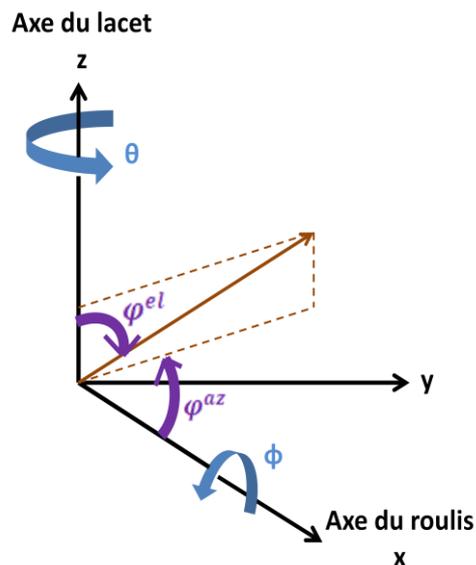


Figure II.3 Définition des systèmes de coordonnées  $(\theta, \phi)$  et  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$

L'estimateur RIMAX requiert toutefois une définition du diagramme de rayonnement inférieure ou égale au degré et suivant le système de coordonnées  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$ , défini sur la Figure II.3. Différents traitements ont été opérés pour adapter les diagrammes mesurés au format requis par RIMAX:

- (1) Un ré-échantillonnage est effectué tous les degrés par interpolation 2D polynomiale d'ordre inférieur ou égal à 3. La méthode « spline » de la fonction de Matlab effectue ce mode d'interpolation.
- (2) Une transformation des diagrammes, du système  $(\theta, \phi)$  vers le système  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$  [MAST07] est appliquée. On utilise la formule de passage suivante pour le gain en azimut et élévation du champ électrique:

$$\begin{bmatrix} E_{az} \\ E_{el} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1-\sin^2\theta \sin^2\phi}} \begin{bmatrix} \cos\phi & -\cos\theta \sin\phi \\ \cos\theta \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{bmatrix} \quad \text{II-40}$$

L'amplitude du champ électrique pour chaque polarisation est calculée par :

$$|\mathbf{E}|^2 = \sqrt{|\mathbf{E}_{az}|^2 + |\mathbf{E}_{el}|^2} \in \mathbb{R}^{360 \times 180} \quad \text{II-41}$$

avec  $|\mathbf{E}|$  la matrice des amplitudes du champ électrique, normalisée par rapport à 1 V, et définie pour tous les pas de discrétisation en azimut et élévation, soit 360 x 180 points, l'azimut étant défini sur  $[-\pi, \pi[$  et la co-élévation sur  $[-\pi/2, \pi/2[$ .

Soulignons que cette transformation fait perdre l'information de phase du diagramme de rayonnement d'origine, ce qui peut introduire une première source d'erreur lors de l'estimation, les phases des signaux reçus sur les différentes antennes étant exploitées pour extraire l'information angulaire.

(3) Un ré-échantillonnage identique à (1) est à nouveau effectué par interpolation « spline » 2D.

(4) Les diagrammes finaux transformés ont ainsi une résolution de 1° dans le système de coordonnées  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$ . Pour intégrer le diagramme des antennes dans le modèle de signal de RIMAX, il est nécessaire d'avoir accès aux gains pour des angles d'azimut et d'élévation d'une précision inférieure au degré. Si l'on approxime le gain lors de l'estimation, cela introduit des erreurs dans les fonctions de coût, et l'estimation des amplitudes et des angles sera biaisée. Une troisième méthode d'interpolation est appliquée et s'intègre directement dans le modèle de vecteur directeur du réseau d'antennes: il s'agit de la technique de l'EADF (Effective Aperture Distribution Function) [LAND04].

Pour tenir compte finalement de cette interpolation dans le vecteur directeur du réseau, cette opération est pratiquée sur les diagrammes VV et HH des antennes et permet d'obtenir les matrices  $\mathbf{G}_V$  et  $\mathbf{G}_H$  de dimensions  $M_R \times P$ . La matrice du réseau intégrant les vecteurs directeurs pondérés par les diagrammes de rayonnement  $\mathbf{G}_V$  et  $\mathbf{G}_H$  est définie sur les modes de transmission  $uV/uH$ , pour un angle  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$  donné et une polarisation inconnue  $u$  d'émission, par :

$$\mathbf{A}_{V/H}(\varphi^{az}, \varphi^{el}) = [\mathbf{G}_H(\varphi^{az}, \varphi^{el}) \cdot \mathbf{B}_{R_H}(\boldsymbol{\mu}_R) \quad \mathbf{G}_V(\varphi^{az}, \varphi^{el}) \cdot \mathbf{B}_{R_V}(\boldsymbol{\mu}_R)]^T \quad \text{II-42}$$

Soulignons que l'isolation entre les polarisations des antennes (XPI – Cross Polarization Isolation), correspondant aux diagrammes VH et HV, ne sont pas pris en compte dans le modèle, car cela rendrait beaucoup trop complexe l'estimation. Le choix d'antennes avec un très fort XPI est requis pour pouvoir exploiter avec fiabilité l'algorithme RIMAX, en particulier sur les amplitudes  $uH$  et  $uV$  des rayons.

### 2.3.3. Performances de l'algorithme RIMAX

#### 2.3.3.1. Description de l'environnement et des conditions de simulation

Dans cette section, les performances du HRA sont testées en fonction de différents paramètres :

- la topologie du réseau planaire: UCA ou URA.
- le type d'antenne utilisé : antenne patch ou isotrope
- le nombre d'éléments du réseau

Pour évaluer les erreurs d'estimation, le HRA est appliqué sur des canaux synthétiques générés par le logiciel de lancer de rayons. Le site de l'Université de Lille 1 a été choisi comme environnement suburbain pour les simulations et les expérimentations décrites ultérieurement dans la section 3. Afin de disposer d'un nombre important de canaux simulés, pour chacune des 8 positions de l'antenne d'émission (Tx), 100 positions du réseau d'antennes de réception (Rx) sont considérées. Pour toutes les positions envisagées, l'antenne Tx est située au 1er étage du bâtiment P3, à la fenêtre, à une hauteur au sol de 5.45 m, le réseau de réception étant à une hauteur au sol de 1.40 m. Les positions Tx et Rx dans l'environnement sont schématisés Figure II.4, respectivement par des carrés bleus et noir.

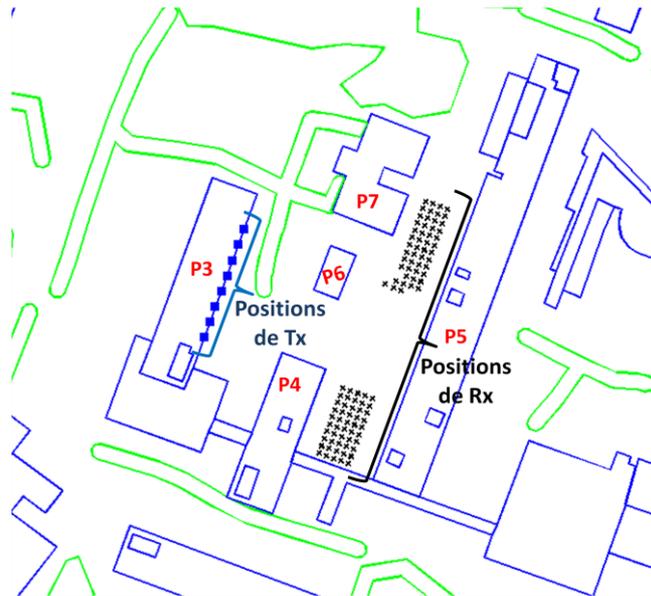


Figure II.4 Vue schématique aérienne de l'environnement de simulation. Les contours des bâtiments sont représentés par des lignes bleues, les contours de la végétation sont en vert. Les 8 positions d'émission sont représentées par des carrés bleus ; les 100 positions de réception sont indiquées par des croix noires.

Dans le modèle de propagation, les paramètres suivants ont été appliqués:

|   |                          |  |
|---|--------------------------|--|
| <b>nombre maximal de réflexions</b>                                 |                          | 4  |
| <b>nombre maximal de diffractions (incluant double diffraction)</b> |                          | 1  |
| <b>possibilité de réflexion après diffraction</b>                   |                          | oui  |
| <b>polarisation</b>   |                          | verticale (VV)   |
| <b>fréquence</b>  |                          | 1.3 GHz  |
| <b>Caractéristiques du réseau</b>                                   | <b>URA</b>               | dx = dy = 10 cm  |
|   | <b>UCA</b>               | R=15 cm  |
| <b>Élément du réseau</b>  | <b>Antenne omni.</b>     | antenne isotrope idéale  |
|   | <b>Antenne directive</b> | antenne patch dont les caractéristiques sont identiques à celle utilisée lors des campagnes de mesures |

Des réseaux planaires UCA ou URA positionnés parallèlement au sol sont utilisés pour effectuer l'estimation des caractéristiques des rayons. En raison de la précision insuffisante des estimées en élévation, seules les performances de l'estimation des TOA et des AOA en azimut (notés précédemment  $\hat{\tau}$  et  $\hat{\varphi}^{az}$ ) sont évaluées.

## 2.3.3.2. Caractéristiques des canaux simulés en bande infinie

Rappelons que la présence de multi-trajets faiblement étalés dans le domaine angulaire et dans le domaine des retards rend plus difficile l'extraction des paramètres AOA et TOA du canal par les estimateurs. Lorsque la transmission s'effectue en condition NLOS, ce qui représente la majeure partie des cas envisagés, deux métriques peuvent être utilisés comme indicateur de difficulté pour l'estimateur : l'étalement des retards ( $\tau_{rms}$ ) et l'étalement angulaire ( $\phi_{rms}$ ), définis par les relations :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{P} \frac{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2 \cdot \tau_i^2}{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2} - \left( \frac{1}{P} \frac{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2 \cdot \tau_i}{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2} \right)^2} \quad \text{II-43}$$

$$\phi_{rms} = \min \left\{ \sqrt{\frac{1}{P} \frac{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2 \cdot (\phi_i - \phi_{ref})^2}{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2} - \left( \frac{1}{P} \frac{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2 \cdot (\phi_i - \phi_{ref})}{\sum_{i=1}^P |\gamma_i|^2} \right)^2} \right\} \quad \text{II-44}$$

avec  $\phi_{ref}$  le vecteur incluant des angles de référence, compris dans l'intervalle  $[-\pi, \pi]$ . Le terme  $(\phi_i - \phi_{ref})$  est borné dans l'intervalle  $[-\pi, \pi]$ .

La taille du réseau et la bande passante doivent être choisies suffisamment grandes au regard de  $\phi_{rms}$  et  $\tau_{rms}$  afin de faciliter l'identification des trajets. La Figure II.5 présente la fonction de distribution cumulative (CDF) de  $\tau_{rms}$  et  $\phi_{rms}$  pour les 800 canaux simulés.

Les étalements angulaires s'étendent sur  $[15^\circ, 94^\circ]$ , avec une valeur médiane de  $56^\circ$ . Si on utilise un réseau UCA à résolution angulaire de  $30^\circ$  ( $M_R = 12$ ), seuls 2.4% des canaux présenteront un  $\phi_{rms}$  en dessous de la résolution angulaire. Ce chiffre passe à 65% des canaux si on emploie un réseau UCA à 6 éléments ( $\Delta\phi=60^\circ$ ). Concernant les étalements des retards, ils s'étendent sur  $[23 \text{ ns}, 164 \text{ ns}]$ , avec une valeur médiane de 60 ns. Si on utilise une bande passante fréquentielle de 22 MHz, seuls 14% des canaux présenteront un étalement des retards en dessous de la résolution temporelle. Dans le cas d'une bande passante de 5 MHz, ce sera le cas pour la totalité des canaux.

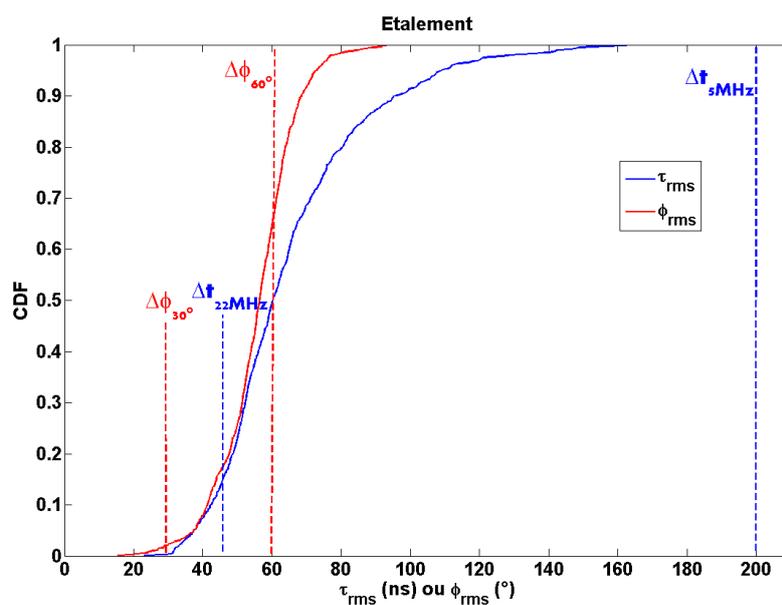


Figure II.5 Fonction de distribution cumulative de  $\tau_{rms}$  et  $\theta_{rms}$  des 800 canaux simulés

Concernant le type de scénario, LOS ou NLOS, il est généralement quantifié à partir du facteur de Rice  $K$  défini par

$$K = \frac{P_{LOS}}{P_{NLOS}} \quad \text{II-45}$$

où  $P_{LOS}$  est la puissance du rayon direct, et  $P_{NLOS}$  la puissance totale des trajets multiples.

La Figure II.6 présente la fonction de distribution cumulative du facteur  $K$  pour les 800 canaux de simulation. 98.3 % d'entre eux sont en scénario NLOS. Les 1.7 % de canaux en scénario LOS ou OLOS présentent un facteur  $K$  compris entre -24.6dB et 6.7 dB. La quasi-totalité des canaux sont des canaux Rayleigh, seuls 1.1 % sont des canaux Rice si un facteur  $K=-20$  dB est choisi comme limite entre ces deux classes de canaux.

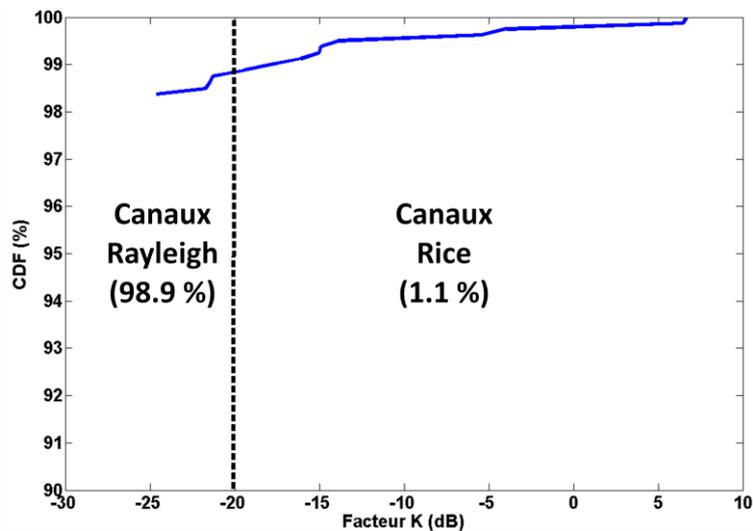


Figure II.6 Fonction de distribution cumulative du facteur K pour les 800 canaux simulés

### 2.3.3.3. Erreurs d'estimation des caractéristiques des rayons en bande finie

A partir des caractéristiques des  $P$  rayons ( $\gamma_{VV}$ ,  $\varphi^{az}$  et  $\varphi^{el}$ ,  $\tau$ ) prédits par le simulateur, le vecteur du signal contenant les fonctions de transfert du canal SIMO, notée  $\mathbf{s}(\theta_{sp})$ , est reconstituée sur  $M_f$  points autour de la fréquence centrale et pour les  $M_R$  antennes du réseau à partir de la relation suivante:

$$\mathbf{s}(\theta_{sp}) = (\mathbf{A}_V(\boldsymbol{\mu}_R) \diamond \mathbf{B}_f(\boldsymbol{\mu}_f)) \cdot \boldsymbol{\gamma}_{VV} \quad \text{II-46}$$

Avant d'insérer ce canal synthétique dans l'estimateur HRA, du bruit blanc gaussien (AWGN – Additif White Gaussian Noise) de variance ( $\sigma^2 \cdot \mathbf{I}_{M_R}$ ) a été ajouté à  $\mathbf{s}(\theta_{sp})$  pour donner naissance à la matrice d'observation  $\mathbf{X}$ . Pour avoir des conditions de simulations similaires à ce qui a été fixé lors des campagnes de mesures, 10 réalisations de la matrice d'observation bruitée sont considérées. Pour chacun des 800 canaux synthétiques, nous estimerons uniquement les  $n$  rayons les plus forts (dans une dynamique de 20 à 30 dB maximum). Ce choix est dicté par le fait que, pour l'algorithme de localisation, seuls les rayons les plus énergétiques seront exploités.

Pour tester les performances de l'estimateur, l'erreur ne peut pas être calculée en soustrayant simplement terme à terme les angles (ou les retards) estimés et ceux prédits, pour les raisons suivantes:

- lorsque le canal à estimer présente de nombreux groupes de trajets corrélés, c'est à dire des trajets ayant des caractéristiques similaires en TOA et AOA, et nommé dans la littérature *Cluster*. Le HRA a tendance à estimer un seul rayon, assimilant ainsi le cluster à un rayon.
- l'estimateur peut à l'inverse estimer plusieurs fois un même rayon, ces rayons sont nommés dans la suite *répliquas*
- l'estimateur peut également ne pas estimer des rayons dont le SNR est trop faible. Dans ce cas, le rayon fait partie de la composante *DAN*.
- le logiciel de lancer de rayons génère également des répliquas de rayons, lié à la résolution de la sphère de réception. Ce point a été détaillé dans le chapitre 1 section 3.3.2.

Pour simplifier la lecture, on remplacera par la suite les notations conventionnelles  $\tau$ ,  $\varphi^{az}$  et  $\varphi^{el}$  par  $TOA$ ,  $AOA^{az}$  et  $AOA^{el}$  respectivement.

Pour évaluer l'erreur d'estimation sur  $P$  rayons, on recherche tout d'abord un certain nombre  $P$  de rayons vraisemblablement estimés par l'HRA parmi  $n$  rayons estimés les plus énergétiques, en recherchant  $P$  paires de rayons en entrée et sortie de l'HRA par un critère conjoint sur les  $TOA$  et les  $AOA^{az}$ .

Ces  $P$  paires sont déterminées de manière heuristique à partir de la matrice de distance, de dimension  $n \times n$ , dont chaque élément  $(u, v)$  est défini par

$$D(u, v) = \sqrt{(10^9 |TOA_u - \widehat{TOA}_v|)^2 + \left(2 \times \frac{180}{\pi} \times \left| \frac{\text{mod}_{2\pi}(AOA_u - \widehat{AOA}_v + \pi) - \pi}{2} \right| \right)^2} \quad \text{II-47}$$

avec  $x_u$  et  $\hat{x}_v$ , respectivement les paramètres prédit et estimé. Les couples identiques de TOA et AOA correspondants à des répliquas ont été supprimés. On cherche alors les couples  $(i, j)$  correspondant aux  $P$  minimas des coefficients de la matrice  $D$ , tel que les  $P$  valeurs de  $TOA$  et  $AOA^{az}$  soient distinctes les unes des autres, et que les indices  $(i$  ou  $j)$  ne soient utilisés qu'une seule fois.

L'erreur moyenne sur les TOA (ou AOA azimut) des  $P$  rayons estimés parmi  $n$ , et appariés est ensuite calculée par la relation:

$$\varepsilon_x = \langle |x - \hat{x}| \rangle \quad \text{II-48}$$

$x$  étant égal au TOA ou à l'AOA.

Dans la suite, les  $P$  rayons estimés parmi  $n$  sont notés P/n.

- Erreur d'estimation en fonction de la topologie du réseau et du type d'antennes

La Figure II.7 présente les CDF des erreurs moyennes  $\varepsilon_{TOA}$  et  $\varepsilon_{AOA}$  pour les sélections de rayons  $P/n=4/7$  et  $2/3$ . La bande passante est de 22 MHz avec 1601 points fréquentiels.

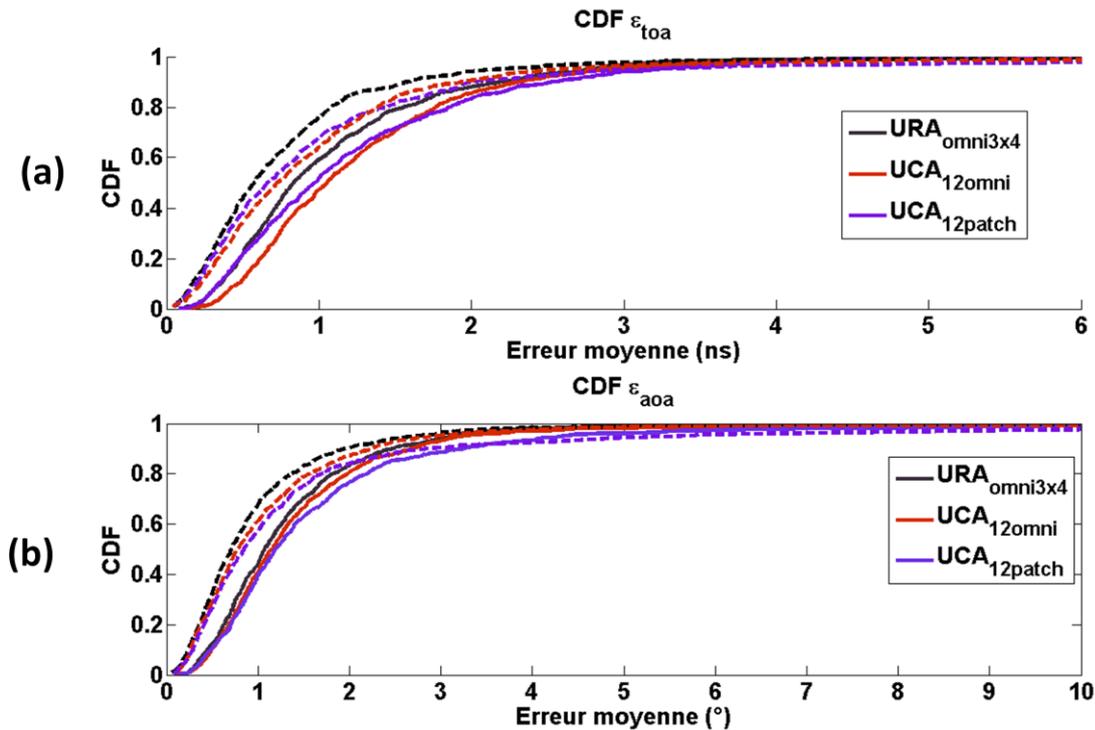


Figure II.7 Fonction de distribution cumulative des erreurs d'estimation des TOA (a) et AOA azimut (b). Bande passante 22 MHz. SNR=20 dB.  $M_f=1601$ . Courbe continue :  $4/7$ , courbe en pointillés :  $2/3$ .

En observant les CDF à 0.9 des réseaux UCA Patch, la précision de l'estimation est, pour les 4 puis 2 rayons les plus énergétiques sélectionnés, respectivement de 2.5 ns et 2 ns pour le TOA et de 3.2° à 2.8° pour l'AOA.

Concernant la nature des réseaux, si  $n=3$ , l'erreur d'estimation à 0.9 augmente de 1.6 ns à 2 ns pour le TOA, et de 2° à 2.2° pour les AOA, respectivement dans le cas de l'URA et de l'UCA équipés d'antennes isotropes (omnidirectionnelles sur les plans azimut et élévation).

La nature des antennes joue également un rôle non négligeable dans les performances de l'estimateur. En effet pour  $P=4$  et  $n=7$ , si on considère respectivement des antennes isotropes et patch, l'erreur des TOA augmente de 2.3 ns à 2.5 ns et les AOA de 2.7° à 3.2°.

En conclusion, l'estimation moyenne sur les 2 plus forts rayons sélectionnés est meilleure quel que soit le type de réseau employé. Les performances en UCA sont par ailleurs légèrement dégradées par rapport à celles de l'URA ; ce fait est plus prononcé pour les AOA que pour les TOA. En se reportant sur la formule du vecteur directeur de l'URA (II-37), l'information angulaire apparaît suivant l'axe des x et suivant l'axe des y, ce qui améliore légèrement l'estimation des AOA, et, par conséquent, des TOA puisqu'il s'agit d'une estimation conjointe. Dans le vecteur directeur de l'UCA (II-35), l'information angulaire n'est apportée que par un seul déphasage, puisque le réseau est circulaire. Une légère dégradation de l'estimation des paramètres est à noter lorsqu'on emploie des

antennes patch, par rapport aux antennes omnidirectionnelles. L'augmentation de l'erreur est due à l'introduction du diagramme de rayonnement dans l'estimateur, et en particulier de la non-réciprocité des méthodes d'interpolation (EADF).

- Erreur d'estimation en fonction du nombre d'éléments du réseau

[RICH05] a donné une expression analytique de la borne inférieure de Cramer-Rao, notée  $CRB_{\hat{x}}$ , dans le cas d'estimateur 2D et pour des canaux dont les rayons sont non-corrélés.  $CRB_{\hat{x}}$  est normalisée par rapport à la résolution dans les domaines temporel ou angulaire ( $\frac{1}{2\pi d_f}$  pour les TOA, ou  $\Delta\varphi$  pour les AOA), de la variance de l'erreur d'estimation du paramètre  $\hat{x}$  pour un rayon donné, et est donnée par l'expression:

$$CRB_{\hat{x}} = \frac{\sigma^2}{|\gamma|^2} \frac{6}{M(M_{\hat{x}}^2 - 1)} \quad \text{II-49}$$

où  $\sigma^2$  est la variance du bruit,  $|\gamma|^2$  la puissance du rayon estimé,  $M$  le nombre total d'échantillons égal à  $N \cdot M_f \cdot M_R$ ,  $M_{\hat{x}}$  le nombre d'échantillons dans le domaine d'observation relatif au paramètre estimé  $\hat{x}$  ( $M_R$  si  $x = AOA$ ,  $M_f$  si  $x = TOA$ ).

L'équation II-49 montre que la variance de l'erreur est inversement proportionnelle non seulement au rapport signal sur bruit du rayon mais aussi aux dimensions des domaines d'appartenance des paramètres. De plus, dans cette expression le terme  $M$  apparaît au dénominateur et met donc en évidence l'intérêt de considérer une estimation conjointe des paramètres pour réduire cette variance.

L'objectif de l'étude paramétrique suivante menée sur les 800 canaux simulés est d'étudier l'influence du choix de  $M_R$  sur les performances de l'estimateur. Les CDF des  $\varepsilon_{TOA}$  et  $\varepsilon_{AOA}$  représentées sur la Figure II.8 (a) et (b) sont données pour une configuration  $P/n=2/3$ , une bande passante de 22 MHz et un SNR de 20 dB.

Une première observation des CDF associées au réseau UCA montre qu'au delà de  $M_R=12$ , les courbes des  $\varepsilon_{TOA}$  et  $\varepsilon_{AOA}$  se superposent. On est dans une situation de sur-échantillonnage spatial, où l'ajout d'antennes n'apporte plus d'information supplémentaire pour améliorer l'estimation. Ces résultats avaient été observés en Figure II.5 où seulement 2.4 % des canaux présentent un étalement angulaire inférieur à l'ouverture du réseau UCA à 12 éléments ( $\Delta\theta=30^\circ$ ). L'étalement angulaire des canaux est une métrique utile pour optimiser le nombre d'éléments du réseau.

Le plafonnement des performances de l'estimateur s'explique également par le fait que les signaux sont trop corrélés, ce qui pose une borne supérieure à l'estimateur.

Les CDF à 0.9 pour un réseau UCA patch montrent que  $\varepsilon_{TOA}$  diminue de 2.7 ns à 2 ns respectivement pour 6 antennes et 12 antennes.

Pour le réseau URA carré,  $\varepsilon_{TOA}$  à 0.9 vaut 3.6 ns, 1.4 ns et 0.9 ns, respectivement pour 4, 16 et 36 antennes.

Cette diminution des erreurs pour des tailles de réseau élevées est également observée pour les AOA. En effet, pour les réseaux UCA, on obtient  $4.3^\circ$  et  $2.8^\circ$ , respectivement pour 6 et 12 antennes et

pour les réseaux URA, présentés en Figure II.9, ces erreurs deviennent égales à 7.4°, 1.6° et 1°, respectivement pour 4, 16 et 36 antennes.

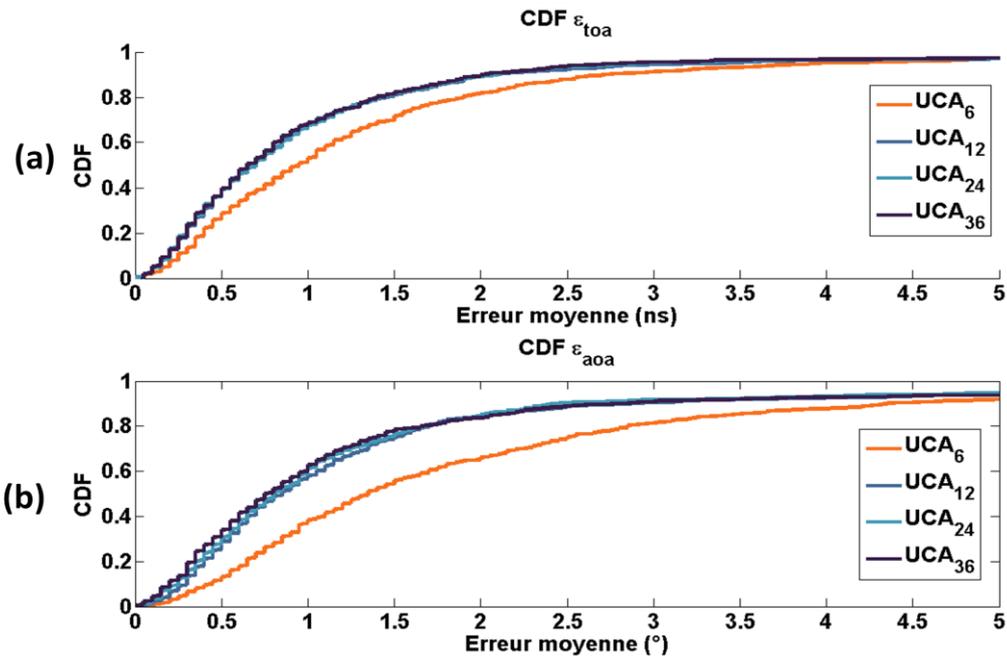


Figure II.8 Fonction de distribution cumulative des erreurs d'estimation des TOA (a) et AOA azimuth (b) en fonction du nombre d'antennes du réseau (UCA). Bande passante 22 MHz. SNR=20 dB.  $M_i=1601$ . Configuration  $P/n = 2/3$ .

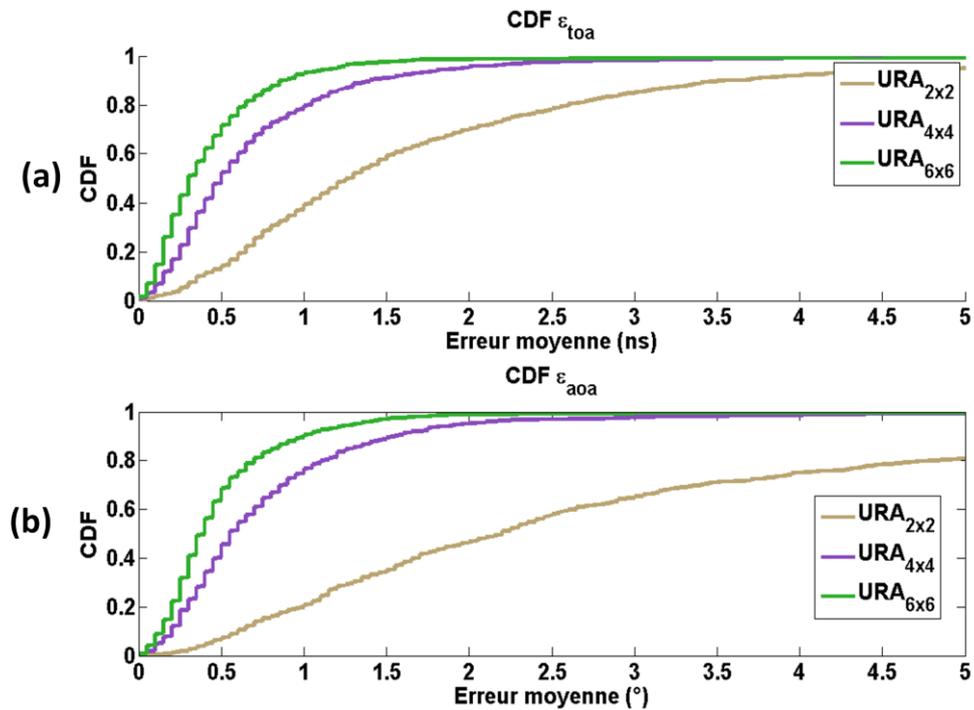


Figure II.9 Fonction de distribution cumulative des erreurs d'estimation des TOA (a) et AOA azimuth (b) en fonction du nombre d'antennes du réseau (URA). Bande passante 22 MHz. SNR=20 dB.  $M_i=1601$ . Configuration  $P/n = 2/3$ .

- Erreurs d'estimation en fonction de la bande passante et du SNR

Pour étudier l'influence de la bande passante sur les performances de l'estimateur, le nombre de points  $M_f$  est fixé pour toutes les simulations à 1601. Les CDF sont tracées sur la Figure II.10 pour l'UCA 12, et sur la Figure II.11 pour l'URA 6x6.

Les CDF à 0.9 des  $\varepsilon_{TOA}$  et  $\varepsilon_{AOA}$  sont résumées dans le Tableau II-1. A 5 MHz, les  $\varepsilon_{TOA}$  et  $\varepsilon_{AOA}$  respectives de 30 ns et  $10.1^\circ$  sont très élevées. D'après les conclusions de la figure (Figure II.5), ces résultats étaient prévisibles, sachant que tous les canaux simulés ont un étalement des retards inférieur à 165 ns, bien plus faible que la résolution temporelle de 200 ns liée à la bande passante de 5 MHz. A partir de 22 MHz, les erreurs sont inférieures ou égales à 2 ns/ $2.8^\circ$ . L'étalement des retards est donc une métrique utile pour optimiser la bande passante.

Tableau II-1 Erreur moyenne  $\varepsilon_{TOA} / \varepsilon_{AOA}$  pour P/n=2/3 à 90 % de la CDF

| $\varepsilon_{TOA} / \varepsilon_{AOA}$ à 0.9 | 5 MHz                | 22 MHz            | 100 MHz              |
|---|----------------------|-------------------|----------------------|
| UCA 12 (patch)                                | 30 ns/ $10.1^\circ$  | 2 ns/ $2.8^\circ$ | 0.25 ns/ $1.1^\circ$ |
| URA 36 (isotropes)                            | 10.7 ns/ $1.9^\circ$ | 0.9 ns/ $1^\circ$ | 0.15 ns/ $0.6^\circ$ |

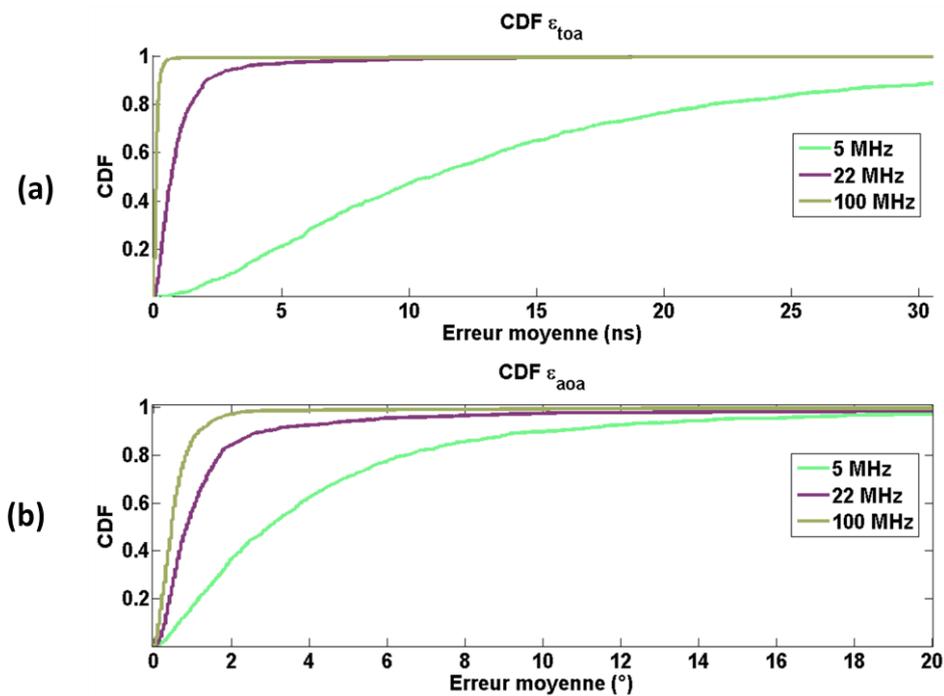


Figure II.10 Fonction de distribution cumulative des erreurs d'estimation des TOA (a) et AOA azimuth (b) en fonction de la bande passante. Réseau UCA 12 patch. SNR=20 dB.  $M_f=1601$ . Configuration P/n = 2/3

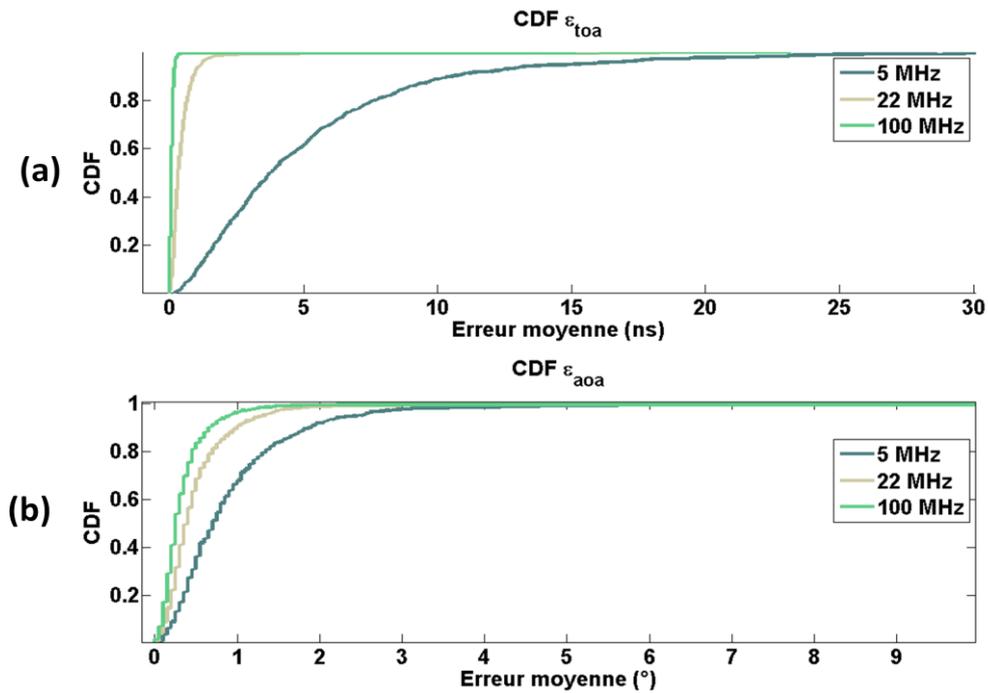


Figure II.11 Fonction de distribution cumulative des erreurs d'estimation des TOA (a) et AOA azimuth (b) en fonction de la bande passante. Réseau URA 36 antennes isotropes. SNR=20 dB.  $M_f=1601$ . Configuration P/n = 2/3

Les erreurs d'estimation diminuent lorsque la bande passante augmente, en accord avec la borne de Cramèr-Rao (II-49). En effet, l'équation II-49 définissait la borne de Cramer-Rao normalisée, pour une structure de réseau et une résolution fréquentielle  $d_f$  fixes. Dans les simulations effectuées, le nombre d'échantillons fréquentiels  $M_f$  est resté fixe, mais différentes bandes passantes  $Bw$  ont été appliquées. Si l'on considère la borne de la variance **non-normalisée** relative au paramètre TOA, elle est effectivement inversement proportionnelle à  $d_f^2$  donc à  $Bw^2$ .

En ce qui concerne l'influence du SNR moyen, la borne de Cramer-Rao théorique pour un rayon donné dépend du SNR instantané de ce rayon dans le **domaine temporel**, noté  $SNR_{ray}$ . Le bruit blanc gaussien est ajouté au canal dans le **domaine fréquentiel**.

En bande finie, selon l'égalité de Parseval, le bruit moyen sur  $M_f$  points fréquentiels est distribué dans le domaine des retards sur les  $M_f$  bins de retard (de durée  $\Delta t$ ). La puissance du bruit sur cet intervalle est approximativement égale à la puissance moyenne du bruit divisé par  $M_f$ , tandis que la puissance du signal dans cet intervalle vaut  $|A|^2$ , où  $A$  représente la somme incohérente des amplitudes des rayons contenus dans l'intervalle  $\Delta t$ . Si l'on considère le cas le plus favorable, où les rayons dans le canal ne sont pas corrélés, on peut alors considérer que le  $SNR_{ray}$  des rayons les plus énergétiques du canal, dans le cas d'un bruit blanc gaussien idéal, est approximativement

$$SNR_{ray} \approx SNR_{moy} + 10 \log_{10}(M_f) \quad \text{II-50}$$

avec  $SNR_{moy}$  exprimé en dB, d'où un SNR théorique critique égal à  $10 \log_{10}(M_f)$ , soit -32 dB.

Une illustration de réponses impulsionnelles bruitées avec différents SNR moyens est présentée sur la Figure II.12. Le canal non bruité d'origine a une puissance spéculaire de -90 dB. Le canal bruité avec un SNR de 20 dB présente un plancher de bruit de -142 dB lié au bruit gaussien auquel s'ajoutent les

multi-trajets du canal de très faibles puissances. La figure montre visuellement que le signal spéculaire du canal est complètement noyé dans le bruit pour un SNR de -32 dB, représentant la valeur de  $10 \log_{10}(M_f)$ .

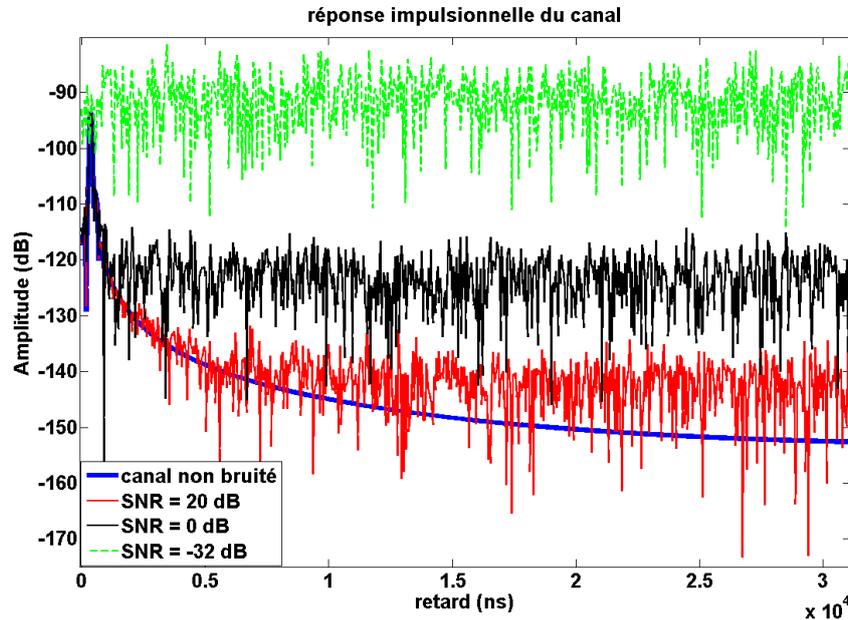


Figure II.12 Réponses impulsionnelles d'un canal, pour différents niveaux de SNR moyen (bruit AWGN). Bande passante 22 MHz.

## 2.4. Synthèse

L'estimateur HRA RIMAX présente des performances intrinsèques satisfaisantes, mais il n'échappe pas aux lois de la physique et ses précisions d'estimation restent tributaires de la nature du réseau, du type d'antenne, du SNR instantané des rayons, du nombre d'échantillons dans les domaines spatial et fréquentiel, et de la bande passante. Pour les 800 canaux simulés majoritairement en scénario NLOS et avec un système transmettant dans une bande passante de 22 MHz sur un réseau UCA de 12 patch, 90 % des erreurs moyennes sur deux rayons sélectionnés parmi les 3 plus énergétiques du canal sont inférieures à 2 ns pour les TOA et de  $2.8^\circ$  pour les AOA en azimut. Ces observations permettent d'orienter l'algorithme de localisation vers une méthode de FP en utilisant comme signature du canal les rayons prédits et estimés les plus énergétiques et d'utiliser à la réception un réseau UCA-patch à 12 éléments. Notons que, pour cette configuration de transmission, le temps d'estimation des rayons les plus énergétiques par l'HRA RIMAX est de 2-3 secondes sur un PC standard, ce qui est largement compatible pour une application de localisation. De plus, ce temps de calcul peut être réduit à quelques ms si on l'emploie un FPGA dédié pour réaliser le calcul.

Il est intéressant par la suite de caractériser expérimentalement le canal, afin de pouvoir confronter le modèle déterministe avec les mesures expérimentales, et de prendre également en considération les conditions de propagation réelles et de mettre en lumière les divergences entre théorie et réalité.

### 3. Méthode de caractérisation expérimentale du canal

#### 3.1. Présentation des scénarios et méthode de mesures

Les campagnes de mesures se sont déroulées sur le campus de l'Université de Lille 1 dont une vue aérienne est présentée en Figure II.14. Ce lieu a été choisi pour sa représentativité des scénarios visés pour la localisation. Il s'agit en effet d'un environnement à mi-chemin entre l'urbain et le suburbain, caractérisé par la présence importante de bâtiments qui entraînent de nombreuses réflexions, diffractions et une abondance de scénarios NLOS. Une forte présence de végétation est à souligner, présence qui induit des phénomènes de diffusion et de dépolarisation.

Sur la Figure II.14, les bâtiments P3, P4, et P5 comportent 3 étages, d'une hauteur totale de 8 m, alors que les bâtiments P6 et P7 ne font que 3 m de hauteur, soit l'équivalent d'un rez-de-chaussée. Quelque soit le scénario envisagé, l'antenne de transmission du Tx, dont une photo est présentée en Figure II.13, se trouve à l'une des fenêtres ouverte au 1<sup>er</sup> étage du bâtiment P3, à une hauteur de 5.45 m ; le réseau d'antenne de réception du Rx se trouve à l'extérieur sur le parking, à une hauteur constante de 1.40 m. Les positions possibles pour Tx et Rx sont indiquées par des ronds noirs encerclés de blanc.

#### 3.2. Campagnes de mesure – classification des scénarios

Pour avoir un nombre suffisant de réalisations et une variété des scénarios, deux campagnes de mesures ont été menées. Au total, 30 liaisons Tx-Rx ont ainsi été mesurées, pour 4 positions différentes d'antenne d'émission. Notons que l'utilisation d'un réseau virtuel d'antenne à bipolarisation au niveau du récepteur engendre un temps de mesure d'une dizaine de minutes par canal. Le Tableau II-2 résume le nombre de canaux mesurés lors de chaque campagne de mesures ainsi que les scénarios rencontrés :

Tableau II-2 Description des campagnes de mesures

| Campagnes de mesures | Nombre de canaux | Nature des canaux    | Orientation des antennes   |
|----------------------|------------------|----------------------|----------------------------|
| Avril, en plein jour | 18               | 1 LOS/5 OLOS/12 NLOS | 0° (polar V et H)          |
| Juin, de nuit        | 12               | 1 LOS/ 3 NLOS        | -45°/0°/45° (polar V et H) |

La première campagne de mesure étant réalisée en pleine journée, on peut déplorer le passage de quelques véhicules au voisinage du système de mesures et d'un peu de vent lors de certaines mesures. Ces conditions expérimentales ramènent ces études à un contexte proche de la réalité.

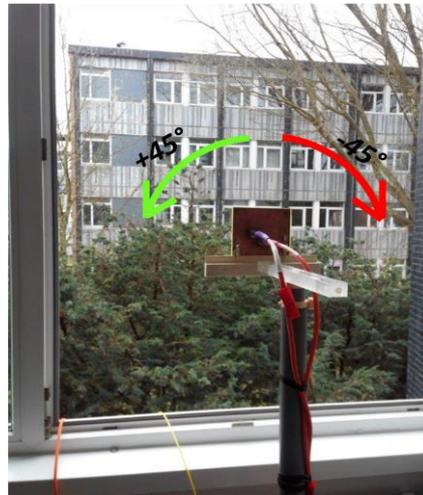


Figure II.13 Orientation de l'antenne patch bipolarisée à l'émission

Les 30 canaux sont numérotés (dans l'ordre du Sud-Ouest vers le Nord-Est) avec les indices suivants :

- 1 à 8, pour les liaisons de Tx1 (liaisons en rouge)
- 9 à 11, pour les liaisons de Tx2 (liaisons en cyan)
- 12 à 18, pour les liaisons de Tx3 (liaisons en orange)
- 19 à 22, pour les liaisons de Tx4 orientation  $0^\circ$  (liaisons en blanc)
- 23 à 26, pour les liaisons de Tx4 (liaisons en blanc, même ordre que 19 à 22) avec orientation de  $+45^\circ$  pour le Tx (Figure II.13)
- 27 à 30, pour les liaisons de Tx4 (liaisons en blanc, même ordre que 19 à 22) avec orientation  $-45^\circ$  pour le Tx

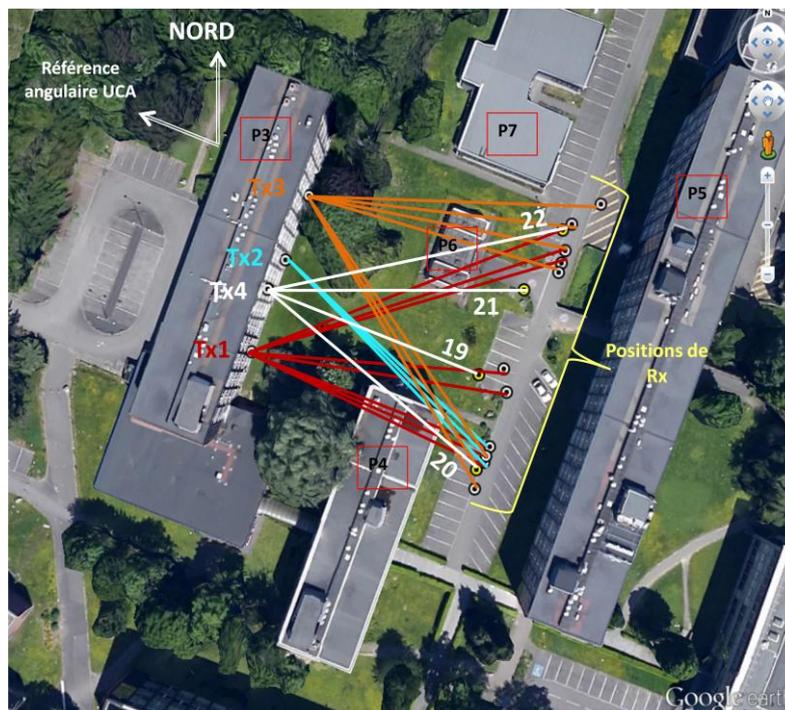


Figure II.14 Vue aérienne sur Google Earth des positions de l'émetteur (Tx) et du récepteur (Rx) sur le campus de l'Université de Lille 1

### 3.3. Bande de fréquences

Pour ne pas brouiller les bandes actuellement utilisées par les opérateurs de téléphonie et éviter les interférences provenant d'autres systèmes tels que le WIFI, ou la TNT, une mesure préliminaire du spectre radio entre 800 MHz et 1500 MHz a permis d'identifier les bandes de fréquences libres sur le campus de l'université. A l'aide d'une antenne cornet directive large bande AH Systems SAS-200/571, et d'un amplificateur faible bruit (LNA – Low Noise Amplifier) connectés à un analyseur de spectre Agilent E4445A, la puissance du champ reçu dans la bande [800-1500 MHz] a été mesurée. Ainsi, une bande de fréquence libre de 100 MHz autour de 1.3 GHz a été identifiée.

### 3.4. Description du sondeur

#### 3.4.1. Antennes

Des antennes patch à bipolarisation, présentées en Figure II.15, ont été utilisées à l'émission et à la réception. Elles ont été conçues spécialement pour être adaptées à la bande de 22 MHz autour de 1.29525 GHz. Les mesures du paramètre  $S_{11}$  ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel Agilent pour caractériser les pertes d'insertion  $S_{VV}$ ,  $S_{HH}$  pour les ports respectivement H et V dont les courbes sont données sur la Figure II.16 (a) pour l'antenne Rx et (b) pour l'antenne Tx. L'isolation  $S_{HV}$  entre les deux ports est également mentionnée. Les deux antennes présentent une bande passante de 22 MHz à -10 dB ainsi qu'un très faible couplage de -25 dB à 1.29525 GHz entre les voies V et H.

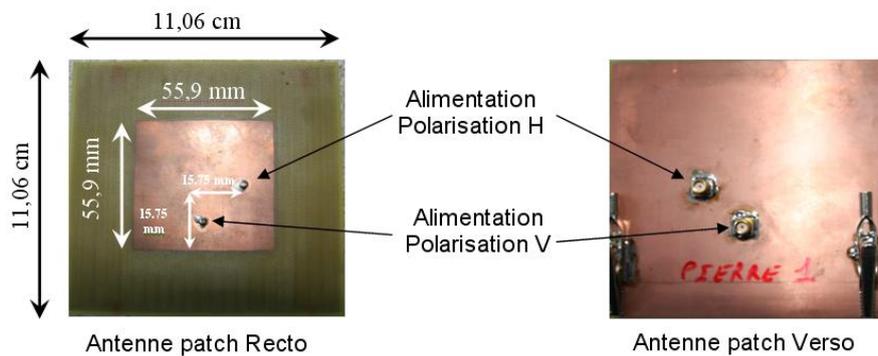


Figure II.15 Photos recto-verso d'une antenne patch à bipolarisation

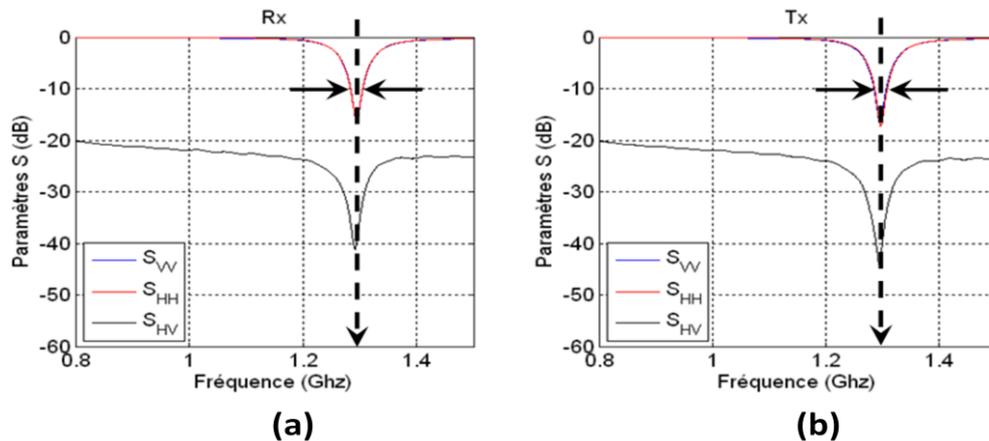


Figure II.16 Mesures du paramètre  $S_{11}$  pour  $S_{VV}$ ,  $S_{HH}$  et  $S_{HV}$ . (a) : antenne Rx, (b) : antenne Tx

Quant aux diagrammes de rayonnement 2D des antennes patch, ils ont été mesurés dans la chambre semi-anéchoïque du groupe TELICE qui fonctionne entre 40 MHz et 10 GHz, et sont présentés en Figure II.17. L'ouverture du patch est de 120° à -10 dB, ou 60° à -3dB. L'isolation minimale entre ports (VH et HV) est de 19 dB. On note également un gain arrière maximal de -10 dB et un gain d'antenne de l'ordre de 5 dBi. Le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne a été mesuré au laboratoire WICA/INTEC de l'université de Gand. Les diagrammes équivalents obtenus en polarisation VV et HH après transformation et interpolation EADF (section 2.3.2) sont donnés en Figure II.18.

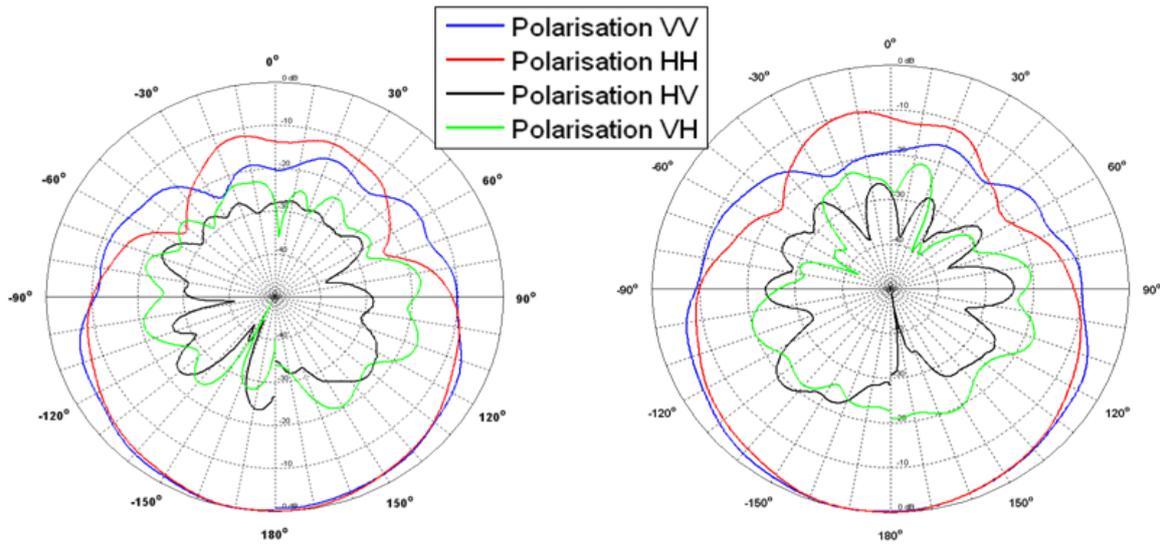


Figure II.17 Antenne de réception (gauche) et d'émission (droite)

Diagramme de rayonnement 3D du patch (VV)

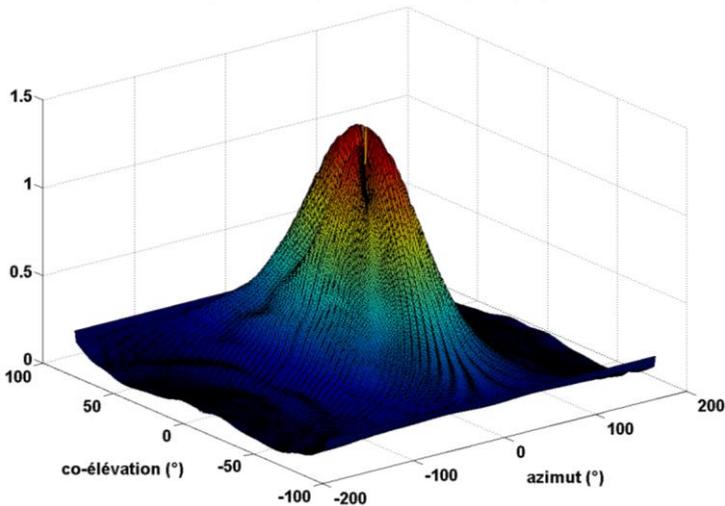


Diagramme de rayonnement 3D du patch (HH)

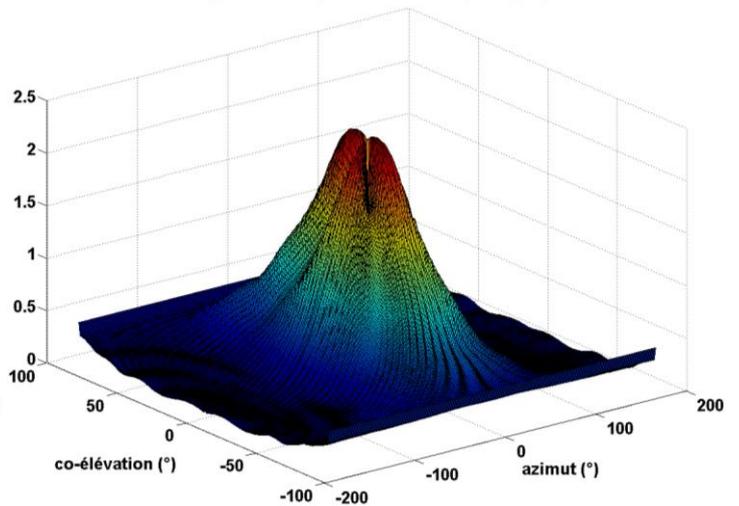


Figure II.18 Diagrammes de rayonnement 3D équivalent du patch, obtenu après passage de coordonnées  $(\theta, \phi)$  vers  $(\varphi^{az}, \varphi^{el})$  et interpolation EADF. A gauche : polarisation VV, à droite : polarisation HH.

### 3.4.2. Le réseau virtuel UCA

Afin d’extraire les caractéristiques géométriques requises pour l’algorithme de localisation, et d’analyser qualitativement les effets de dépolarisation dans le canal, les mesures s’effectuent en mode SIMO à bi polarisation. L’antenne d’émission est alternativement excitée en polarisation V puis H ; il en est de même pour le Rx, ce qui permettra d’évaluer tous les modes de polarisation (VV, VH, HV, HH). Pour la mesure en mode SIMO, un réseau d’antenne virtuel planaire circulaire UCA, présenté en Figure II.19, est employé pour permettre l’extraction des paramètres géométriques TOA et AOA azimuth du canal. Pour réaliser le réseau virtuel, l’antenne patch se déplace dans le sens trigonométrique sur un cercle à une distance constante de 15 cm par rapport au centre. 12 positions fixes espacées d’un pas angulaire de  $\Delta\varphi = 30^\circ$  permettent d’effectuer un tour complet. La référence angulaire, définie par la première antenne du réseau UCA, est toujours dirigée à  $69^\circ$  à l’Ouest ( $0^\circ$  étant donné par le Nord).

La Figure II.19 (a) montre un exemple de positionnement du réseau UCA, pour la liaison n°20 ; une photo du réseau virtuel UCA est donnée en (b).

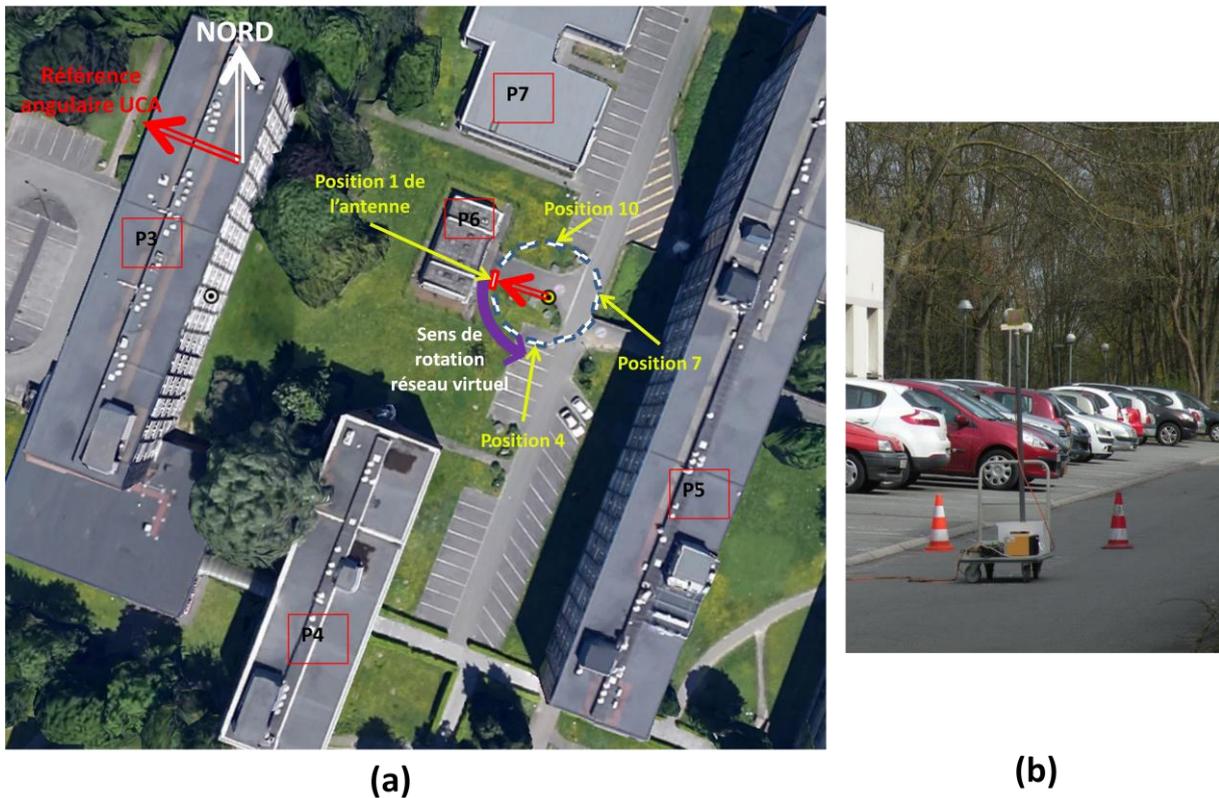


Figure II.19 Positionnement du réseau d’antennes virtuel UCA (exemple liaison 20) (a) - Photo du réseau virtuel UCA (b)

Le diagramme du réseau virtuel UCA est reconstitué par rapport à son centre, pour un mode d’excitation donné, de la manière suivante :

$$\mathbf{A}_{UCA}(\varphi^{az}, \varphi^{el}) = \sum_{m=1}^{M_R} \mathbf{G}(\varphi^{az} - \rho, \varphi^{el}) \cdot \mathbf{B}_R(\boldsymbol{\mu}_R) \quad \text{II-51}$$

avec  $\mathbf{G}$  le diagramme de rayonnement équivalent du patch utilisé pour le réseau virtuel UCA, et  $\rho$  précédemment défini dans l’équation II-35.

Le diagramme de rayonnement de l'UCA sur le plan azimutal, présenté en Figure II.20 pour les 4 modes d'excitation, peut être considéré comme omnidirectionnel en azimut.

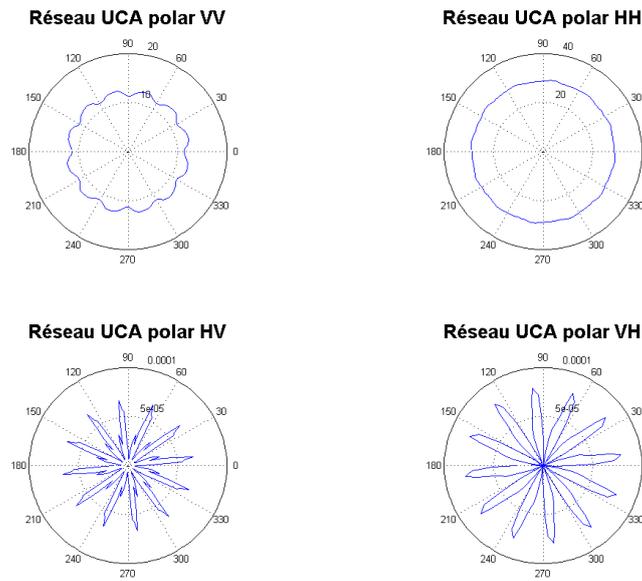


Figure II.20 Diagramme de rayonnement équivalent du réseau UCA sur le plan azimutal pour les 4 modes d'excitation. (Gain de puissance du réseau, en échelle linéaire)

Le sondage s'effectue dans le domaine fréquentiel sur une bande de 22 MHz autour des 1.29525 GHz, avec un pas de 13.750 kHz (soit 1601 points), et une IFBW de 10 kHz a été choisie comme compromis entre un temps de balayage des 1601 points faible et un filtrage du bruit acceptable. Afin d'avoir une statistique suffisante pour l'estimation des paramètres du canal par le HRA, 10 acquisitions successives de la fonction de transfert du canal sont stockées à chaque position de l'antenne Rx et pour chaque polarisation. Un point de mesure représente 10 x 4 x 12, soit 480 fichiers à traiter.

### 3.4.3. Description du système de mesure

Le Tx et le Rx étant très éloignés l'un de l'autre entre 46 et 72 mètres selon la liaison, deux fibres optiques sont déployées pour connecter les ports V et H de l'antenne Tx aux ports d'émission 1 et 2 de l'analyseur, ce dernier se situant à l'extérieur, près du récepteur. Les ports V et H du patch utilisé pour le réseau virtuel UCA sont connectés aux ports de réception 3 et 4 tel que le montre la Figure II.21 Chaîne d'émission-réception du sondeur de canal.

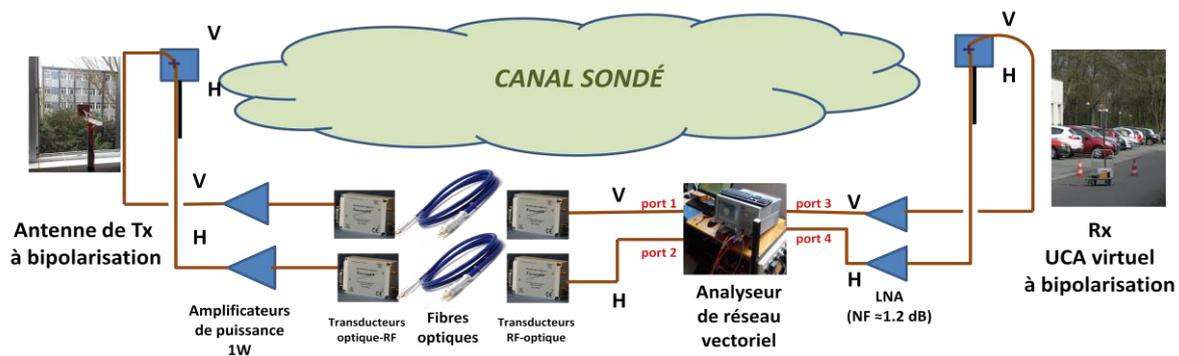


Figure II.21 Chaîne d'émission-réception du sondeur de canal

Afin d’avoir un niveau de signal suffisant en réception, des LNA (Noise Factor d’environ 1.2 dB) ont été ajoutés sur chaque voie de réception (V et H), ainsi que des amplificateurs de puissance RF 1W, ces derniers servant à compenser les pertes de propagation à travers la fibre optique.

La calibration complète en full 4-ports a été réalisée avec la fibre optique, mais sans les amplificateurs de puissance et LNA. Les fonctions de transfert de ces derniers sont mesurées et retirées des signaux mesurés en post-traitement. Leurs caractéristiques fréquentielles sont présentées en Figure II.22. La puissance de bruit mesurée est de -110 dBm. Soulignons que la fibre optique engendre une variation linéaire très rapide, ce qui confirme la nécessité de l’inclure directement lors de la calibration de l’analyseur.

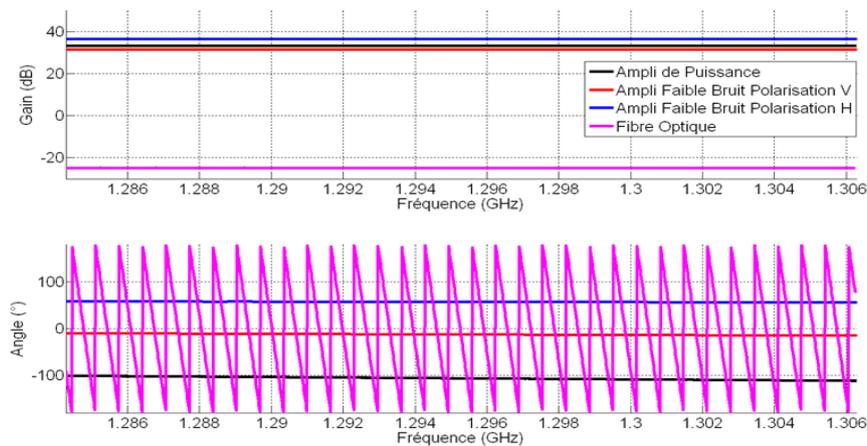


Figure II.22 Caractéristiques fréquentielles des éléments RF en gain et phase

La section 4 suivante présente la confrontation entre les résultats issus du modèle théorique et ceux obtenus expérimentalement, avec une analyse qualitative préliminaire de l’influence de la polarisation. L’analyse de la dépolarisation est quant à elle présentée dans la section 5.

## 4. Comparaison théorie - expérience

### 4.1. Le modèle déterministe : influence de la polarisation

Le lancer de rayons disponible au laboratoire ne calcule que les rayons du canal en mode copolarisé (VV ou HH). Les deux polarisations sont étudiées et pour chacun d'entre elles, l'amplitude du champ diffracté par l'arête du P4 et réfléchi par la façade du P5 est tracée en fonction de la position du Rx. La position du Tx mentionnée sur la Figure II.23 est fixe. 36 positions du Rx, espacées de 5 mètres, sont envisagées et marquées par un point rouge sur la Figure II.23. Les antennes Tx et Rx sont positionnées à une hauteur de 1.40 m.

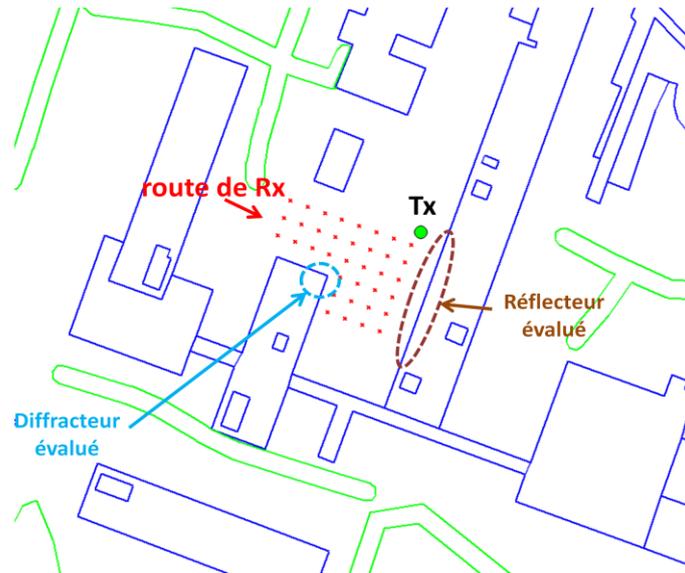


Figure II.23 Vue aérienne de l'environnement de simulation. Diffracteur évalué : arête verticale du bâtiment P4. Réflecteur évalué : façade du P5. 36 positions de Rx, espacées de 5 m.

#### 4.1.1. Evolution du champ diffracté par l'arête verticale

L'amplitude du rayon diffracté pour le mode de polarisation VV est présentée sur la Figure II.24, en parallèle avec la position correspondante du Rx.

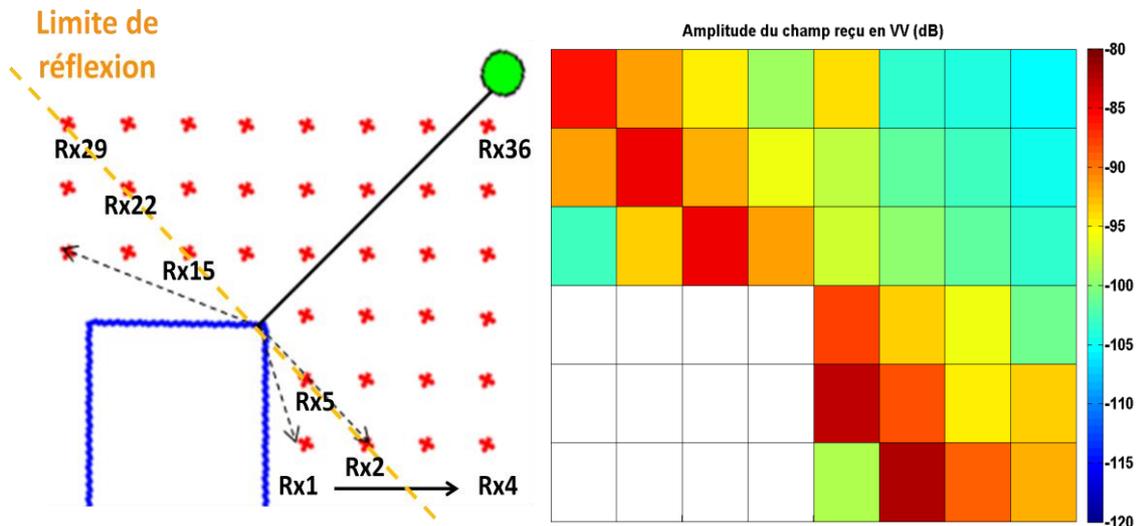


Figure II.24 Positions du Rx (croix rouges) à gauche, amplitude du champ reçu diffracté suivant les positions de Rx, à droite.

On observe les maxima d'amplitude pour les positions de Rx 2-5-15-22-29, correspondant aux positions de Rx sur la limite de réflexion relative à l'arête étudiée. L'amplitude du rayon diffracté diminue progressivement à mesure que l'on s'éloigne de cette limite, conformément à la méthode de l'UTD, de manière symétrique par rapport à l'axe Tx-arête diffractante. Notons que cette symétrie est possible car il n'y a pas de zone de masquage dans cette configuration étudiée (voir Figure I-4).

La Figure II.25 a représente les AOA des rayons diffractés en fonction des positions du Rx et les amplitudes du champ diffracté reçu à chacune de ces positions. Ces courbes mettent clairement en évidence la décroissance des amplitudes du champs beaucoup plus importante en HH qu'en VV.

Conformément à la méthode de l'UTD appliquée pour le calcul du champ diffracté dans VLab, le coefficient de diffraction dyadique exploite les coefficients de réflexion de Fresnel introduits à travers les termes  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  et  $M_4$  (équation I-15), pondérés par les termes multiplicatifs  $D_i$ . Le coefficient de réflexion de Fresnel en mode de polarisation TM (équivalent à HH) montre une décroissance plus rapide en fonction de l'angle d'incidence que pour le mode TE (équivalent à VV) [Annexe F].

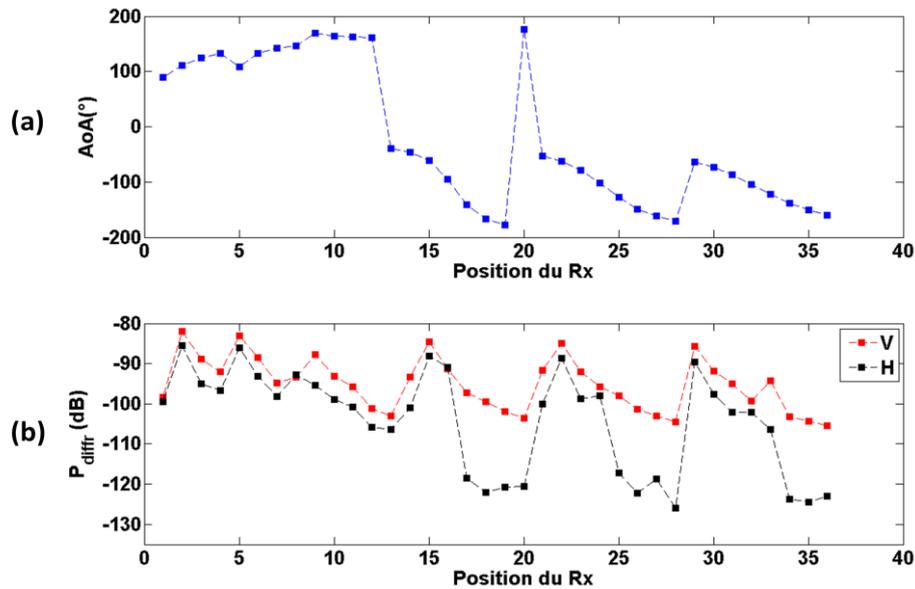


Figure II.25 Angle du rayon diffracté (référentiel trigonométrique) (a), en parallèle avec la puissance du rayon diffracté (b)

#### 4.1.2. Evolution du champ réfléchi par la façade du bâtiment

L'amplitude du rayon réfléchi sur le bâtiment P5 est tracée sur la Figure II.26 (a) pour les polarisations VV et HH. Les positions du récepteur sont rappelées sur la Figure II.26 (b).

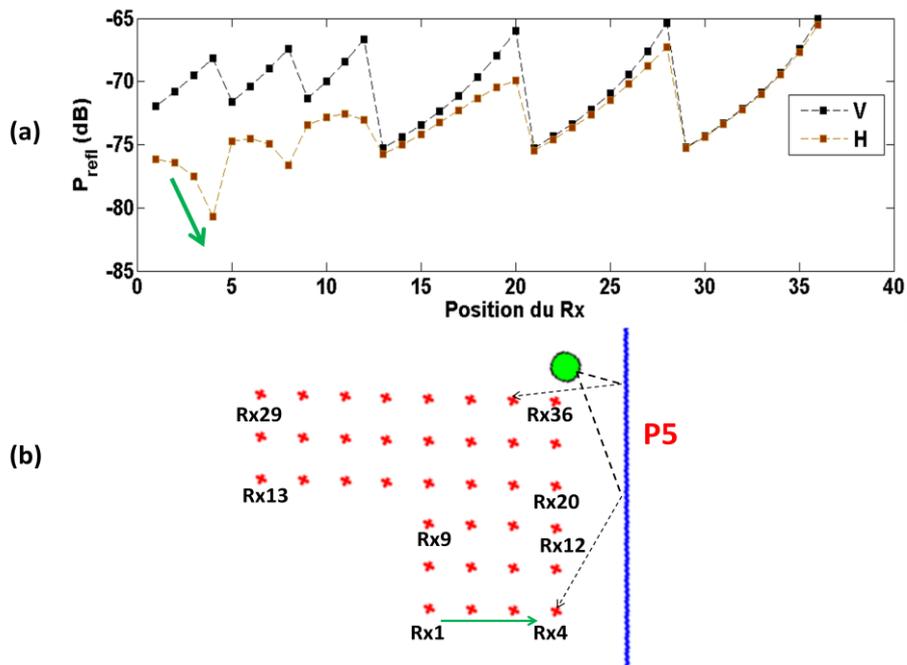


Figure II.26 Puissance du rayon réfléchi (a), en parallèle avec les positions correspondantes du Rx (b)

Pour les positions de Rx1 à Rx12, la puissance du rayon réfléchi observée en Figure II.26 en polarisation HH est inférieure de 5 à 10 dB à celle obtenue en polarisation VV. Ceci peut se justifier aisément par les valeurs de coefficients de réflexion en mode TM (polarisation HH) qui, pour des angles d'incidence élevés, sont plus faibles que ceux obtenus en mode TE (polarisation VV) [Annexe F]. A la position Rx4, l'angle d'incidence est proche de l'angle de Brewster (environ 70°) engendrant une atténuation importante du rayon réfléchi en polarisation HH.

#### 4.1.3. Importance de la nature des interactions dans un canal simulé

La simulation suivante a pour objet d'évaluer l'écart entre un rayon réfléchi et un rayon diffracté à la limite de la zone de réflexion. Sur la Figure II.27 (a), le récepteur situé dans le bâtiment P3 et l'émetteur situé sur un parking décrivent un scénario LOS. Le parcours des six rayons les plus énergétiques du canal et la réponse impulsionnelle sont tracés respectivement sur la Figure II.27 (a) et (b). La nature de chacune des interactions est précisée ci-après:

- Rayon 1 : LOS
- Rayon 2 : réflexion sur P4
- Rayon 3 : réflexion sur P5
- Rayon 4 : réflexion sur P7
- Rayon 5 : diffraction sur P6 (2<sup>ème</sup> arête)
- Rayon 6 : diffraction sur P4 (très proche du rayon 2)

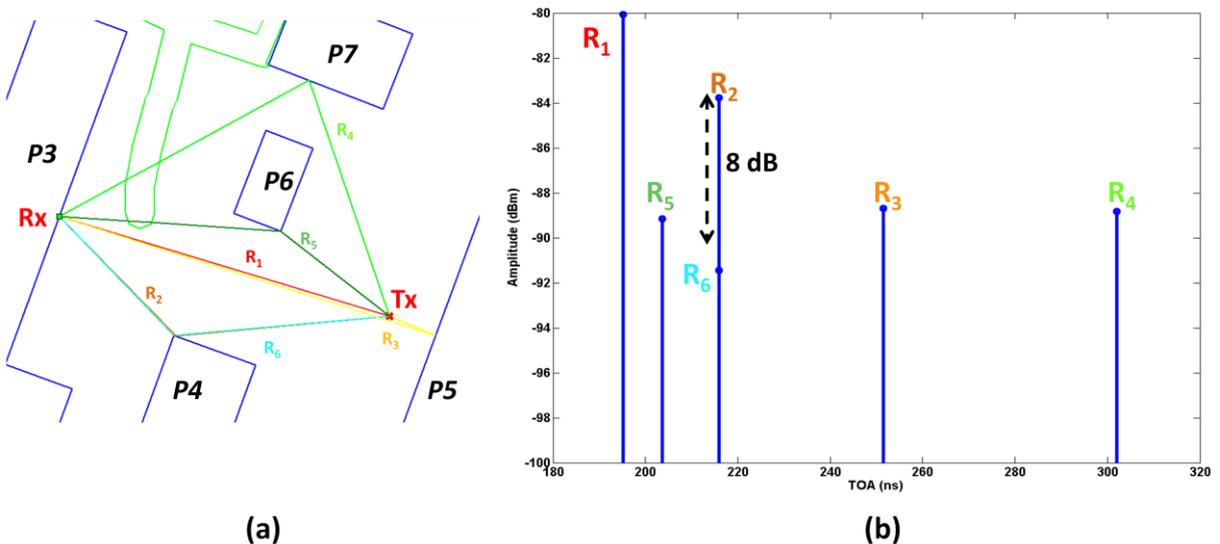


Figure II.27 Vue aérienne des interactions des rayons avec l'environnement (a), en parallèle avec la réponse impulsionnelle (b)

Le rayon 2 provient d'une réflexion située à proximité de l'arête du bâtiment, cette dernière donne également naissance au rayon diffracté R<sub>6</sub> dont l'amplitude est 8 dB inférieure à R<sub>2</sub>. La différence des TOA (ou AOA) entre ces deux rayons est très faible. Cette observation a des conséquences sur la conception des algorithmes de localisation. En effet, face à ces deux rayons fortement corrélés, le HRA n'en estime qu'un seul, dont le TOA, l'AOA et l'amplitude estimés sont biaisés, ce qui représente une difficulté pour la localisation. L'amplitude estimée correspondant à la somme des amplitudes complexes des deux rayons corrélés, cela rendra difficile son exploitation dans l'algorithme de localisation. Cette information sur l'écart entre rayon réfléchi et diffracté, à angle d'incidence

quasiment identique, permettra d’orienter par ailleurs le second procédé de localisation en mode dynamique, présenté dans le chapitre 5, vers un critère de sélection des rayons sur un seuil fixé de 10 dB par rapport au maximum, pour réduire notamment le nombre de rayons diffractés parmi les rayons sélectionnés alimentant l’algorithme.

#### 4.2. Confrontation des résultats issus du modèle et de l’expérimentation

Dans cette partie, nous comparons les résultats issus du modèle théorique du lancer de rayon avec ceux des 22 canaux mesurés en polarisation VV et HH décrits au paragraphe 3.2.

##### 4.2.1. Puissances moyennes reçues

Sur la Figure II.28, les puissances moyennes reçues sur le réseau d’antennes UCA 12 patch, pour les polarisations VV et HH, sont tracées. Ces puissances moyennes sont déduites des matrices d’observation mesurées à partir de la relation suivante :

$$P_{moy,uv}^{exp} = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{M_R} \sum_{f=1}^{M_f} |X_{uv}(m,f,n)|^2}{M_R \cdot M_f \cdot N} \quad \text{II-52}$$

avec  $X_{uv}(m, f, n)$  la matrice contenant les observations dans le domaine spatial, fréquentiel et temporel de dimensions respectives  $M_R$ ,  $M_f$  et  $N$ .  $u$  et  $v$  indiquent respectivement les polarisations d’émission et de réception.

Les puissances moyennes théoriques sont, quant à elles, calculées à partir de la réponse impulsionnelle du canal en mode SISO, et filtrées sur la bande passante expérimentale de 22 MHz, par la relation suivante:

$$P_{moy,uu}^{theo} = \frac{\sum_{f=1}^{M_f} |B_f(\mu_f) \cdot \gamma_{uu}|^2}{M_f} \quad \text{II-53}$$

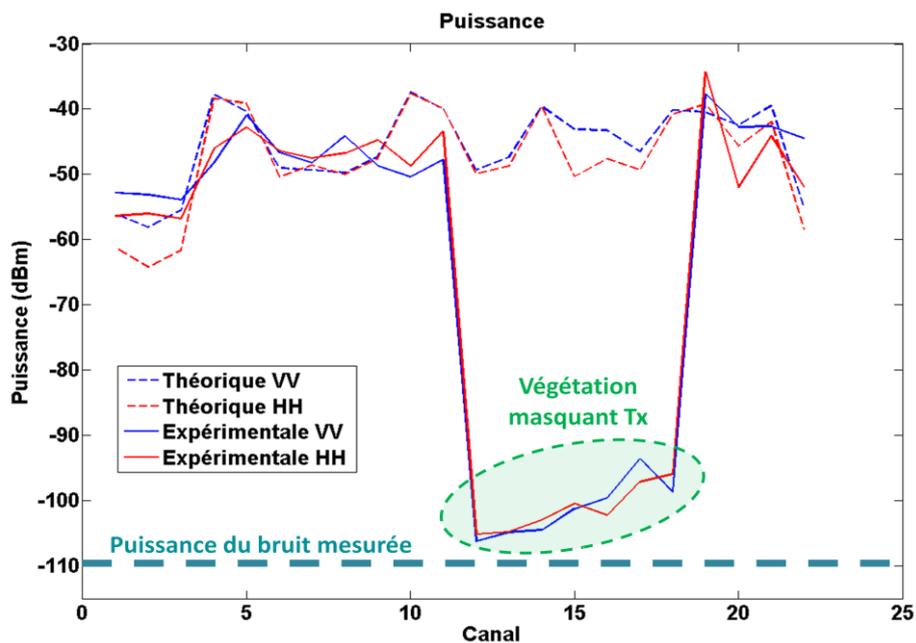


Figure II.28 Puissances moyennes théoriques et expérimentales reçues en VV/HH sur le réseau

Pour les canaux de 1 à 11 et 19 à 22, les puissances reçues théoriques et expérimentales sont du même ordre de grandeur quelle que soit la polarisation envisagée. En revanche, les canaux expérimentaux 12 à 18 affichent des atténuations supérieures à 50 dB par rapport aux résultats théoriques. La présence importante d'une végétation dense et humide à proximité du Tx affecte toutes les liaisons partant de ce point. En effet, cette végétation introduit un phénomène de diffusion très important, entraînant une atténuation quasiment totale du signal émis. Le modèle déterministe de lancer de rayons ne modélise pas ce phénomène de diffusion puisque la végétation est assimilée à un obstacle dont les contours engendrent de la diffraction spéculaire. Dans cet exemple, l'atténuation engendrée par cet obstacle est largement sous-estimée mais il est difficile d'avoir une approche déterministe, comme le montrent les puissances reçues des canaux 4 et 5 pour lesquels on observe une bonne correspondance théorie expérience malgré la présence de végétation à mi-chemin entre le Tx et Rx.

La puissance du bruit mesurée étant de -110 dBm, le SNR varie donc sur l'ensemble des liaisons de 4 dB à 72 dB en polarisation VV, et de 5 dB à 76 dB en polarisation HH. D'après l'équation II-50, on peut extraire les rayons les plus énergétiques du bruit, même pour les liaisons à très faible SNR. En effet, si on envisage 1601 points fréquentiel et un SNR moyen de 4 dB, le SNR par rayon théorique maximum que peut atteindre un rayon est de 36 dB.

#### **4.2.2. Étalement des retards**

Étant donnée la présence de canaux très fortement bruités (canaux 12 à 18) présentant parfois des SNR moyen inférieurs à 10 dB, les étalements des retards sont calculés à partir des retards des rayons spéculaires estimés par l'algorithme HRA avec l'équation II-43. Ce dernier étant robuste face au bruit, cela permet d'obtenir des valeurs de  $\tau_{rms}$  non biaisées par le bruit ou par la composante DMC du canal. La Figure II.29 présente les  $\tau_{rms}$  pour les polarisations VV et HH respectivement. Les valeurs expérimentales en VV et HH varient de 10.7 ns à 102.6 ns, et en théorie, ils varient de 11.3 ns à 138 ns.

Le modèle surestime l'étalement des retards, essentiellement pour les canaux 1-2-3-17-22. Il s'agit de configurations NLOS « profondes » (deep NLOS) : le modèle considère toutes les réflexions issues des façades environnantes, et les TOA vont s'étaler dans le temps, alors que dans la réalité, les réflexions/diffractions se sont avérées moins nombreuses. À l'inverse, on note des cas où le modèle sous-estime  $\tau_{rms}$ , principalement pour les canaux 12-13-14-21. Il s'agit de liaisons OLOS, ou NLOS à la limite du OLOS, affectées par de la diffusion à travers les arbres et/ou des diffractions sur les arêtes verticales de bâtiments (P4 pour canal 12 et P6 pour canal 21). L'étalement obtenu expérimentalement est plus élevé que celui prédit car des phénomènes de diffusion et de diffractions à travers les arbres entrent en jeu. Ils ne sont pas modélisés par VLab, ce dernier assimilant la végétation comme un milieu atténuant, et seuls les contours peuvent produire de la diffraction spéculaire.

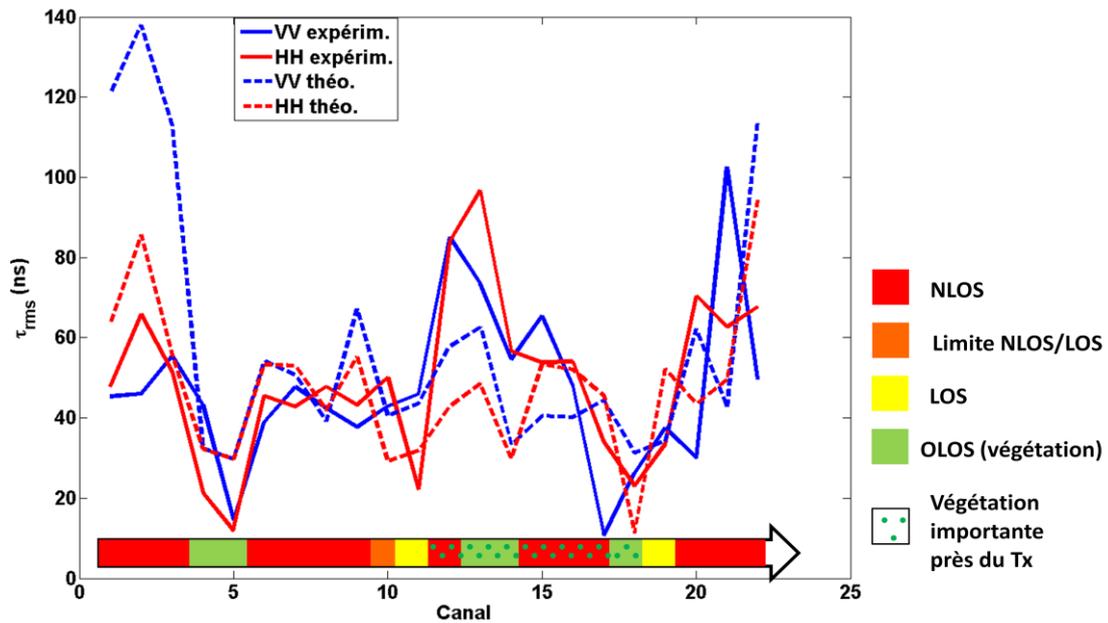


Figure II.29 Etalements des retards théoriques et expérimentales en VV/HH obtenus à partir des rayons spéculaires prédits/estimés (bande infinie). Les couleurs présentes sur la flèche rappellent le type de scénario considéré.

#### 4.2.3. Etalement angulaire

Pour les mêmes raisons évoquées précédemment pour  $\tau_{rms}$ , l'étalement angulaire  $\phi_{rms}$  est calculé à partir des angles azimutaux estimés par l'HRA, par l'équation II-44.

$\phi_{rms}$  est tracé en Figure II.30 pour les polarisations VV et HH respectivement. Les valeurs expérimentales en VV et HH s'étalent de 33.3° ns à 90.9°, et de 24.4° à 83.2° pour le modèle théorique.

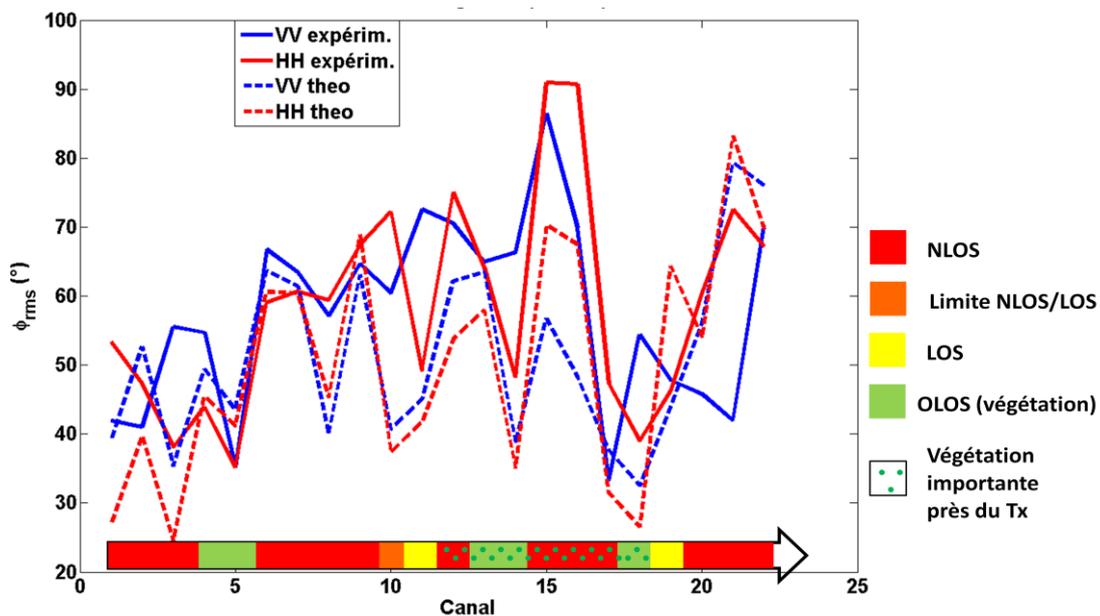


Figure II.30 Etalements angulaires en azimut, théoriques et expérimentales, en VV/HH obtenus à partir des rayons spéculaires prédits/estimés (bande infinie). Les couleurs sur la flèche correspondent au type de scénario.

En règle générale, le modèle a tendance à sous-estimer l'étalement angulaire réel du canal, fait marqué en particulier sur les canaux 8-10-11-12-15-16-18. La présence abondante de végétation ainsi que d'autres éléments non modélisés dans l'environnement, notamment le grillage entourant le P6 ou l'escalier métallique à proximité du P4, présentés sur la Figure II.31, entraîne des effets de diffusion importants qui peuvent augmenter considérablement  $\varphi_{rms}$ .

#### 4.2.4. Caractérisation spatiale

Dans cette section, une comparaison entre les AOA prédites par le simulateur et estimées par le HRA est effectuée pour deux scénarios LOS et NLOS.

- Scénario LOS (canal 19)

Les rayons les plus énergétiques considérés dans un seuil de 10 dB par rapport au rayon le plus fort prédits par le modèle (rouge) et estimés (noir) en polarisation VV sont tracés sur une représentation schématique de l'environnement en Figure II.31 (a). La longueur des rayons est représentative du TOA, tandis que l'épaisseur du rayon est proportionnelle à sa puissance. Quelque soit la polarisation considérée, les rayons direct et réfléchi par le P5 sont parfaitement identifiés dans les deux cas. La présence de quelques rayons estimés additionnels, d'amplitude beaucoup plus faible, est liée aux interactions sur l'escalier métallique, le P4 et le grillage métallique entourant le P6, non pris en compte dans le logiciel. Une représentation des AOA et amplitude des rayons sous forme de diagramme polaire est donnée en Figure II.32 pour les polarisations verticale et horizontale. Les amplitudes des rayons en fonction des TOA mesurés sur quelques antennes du réseau sont superposées à celles prédites en supposant une antenne isotrope sur la Figure II.33. Quelques interactions y sont également identifiées, notamment le rayon réfléchi par le bâtiment P5 mesuré par l'antenne 7.

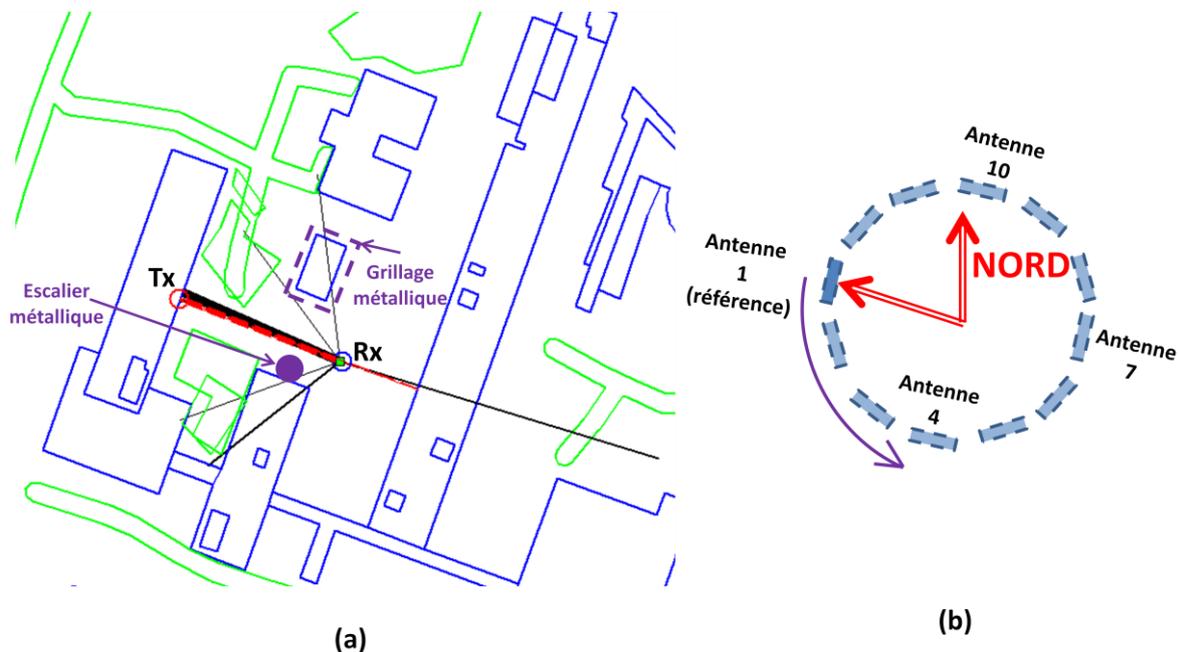


Figure II.31 (a)Tracé de rayon sur l'environnement schématique pour le canal 19, estimé (noir) et prédit (rouge). (b). Position du réseau UCA par rapport au Nord.

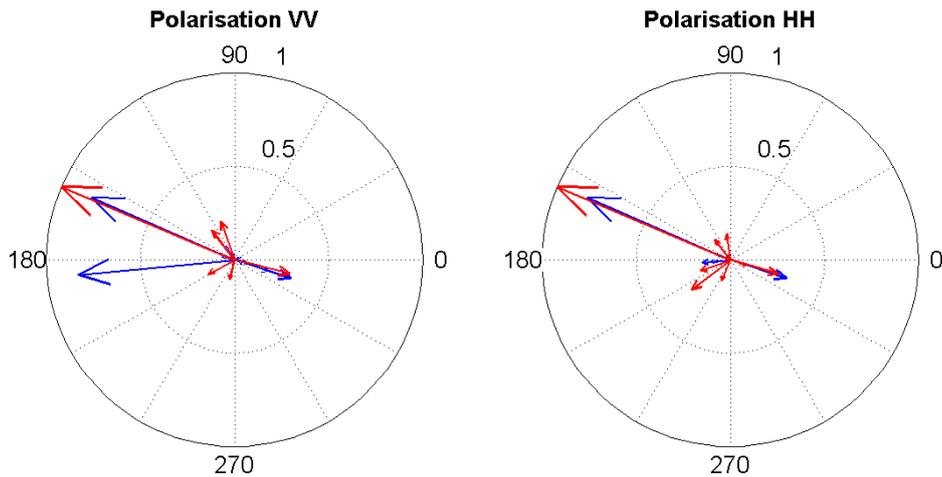


Figure II.32 Représentation sur diagramme polaire des AOA et amplitudes (normalisées par rapport à 1) estimées (rouge) et prédites (bleu) pour le canal 19, en polarisation VV (gauche) et HH (droite).

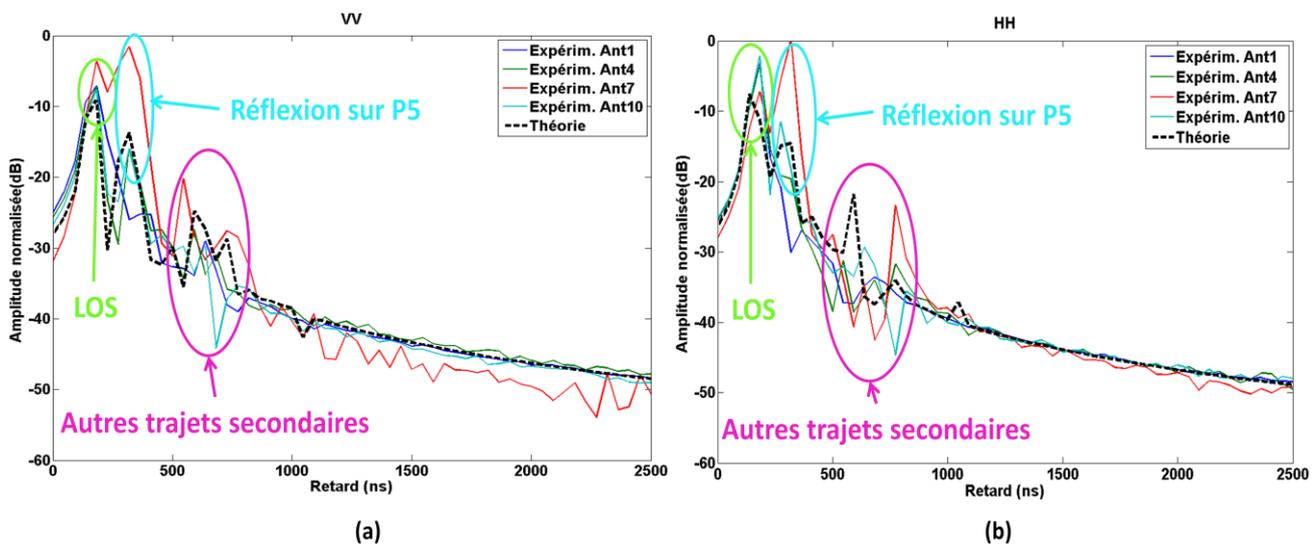


Figure II.33 Amplitudes des rayons en fonction des TOA mesurés (lignes continues)/prédits (ligne noire en pointillé), pour la liaison 19, filtrés sur 22 MHz de bande. (a) polarisation VV, (b) polarisation HH.

- Scénario NLOS (canal 20)

Des représentations similaires au scénario LOS sont proposées respectivement sur la Figure II.34, Figure II.35 et Figure II.36.

Sur la Figure II.34, on retrouve les deux réflexions sur le P5, ainsi que la double réflexion P4-P5. Toutefois, on remarque que le rayon estimé le plus énergétique ne subit vraisemblablement qu'une réflexion (étant donnée son TOA) dans la direction ne correspondant pas à la direction spéculaire. Il s'agit d'une façade de bâtiment qui présente des piliers de soutènement extérieurs et appuis de fenêtres, ce qui a pu dévier la direction. Des rayons secondaires ne sont pas du tout modélisés par le modèle déterministe : il s'agit de rayons ayant subi des interactions avec le grillage métallique du P6 et/ou avec la végétation présente devant le P3.

Sur la Figure II.35, si une répartition similaire des AOA prédits est observée entre la polarisation VV et HH, les amplitudes, quant à elles, diffèrent. La justification vient des écarts entre les amplitudes des rayons diffractés ou réfléchis d'une polarisation à l'autre. La comparaison théorie-expérience montre

que pour les rayons les plus énergétiques un bon accord est obtenu pour les AOA. En polarisation VV, les multi-trajets de faible amplitude sont estimés avec un certain biais lié à la forte corrélation des rayons arrivant entre 90° et 100°.

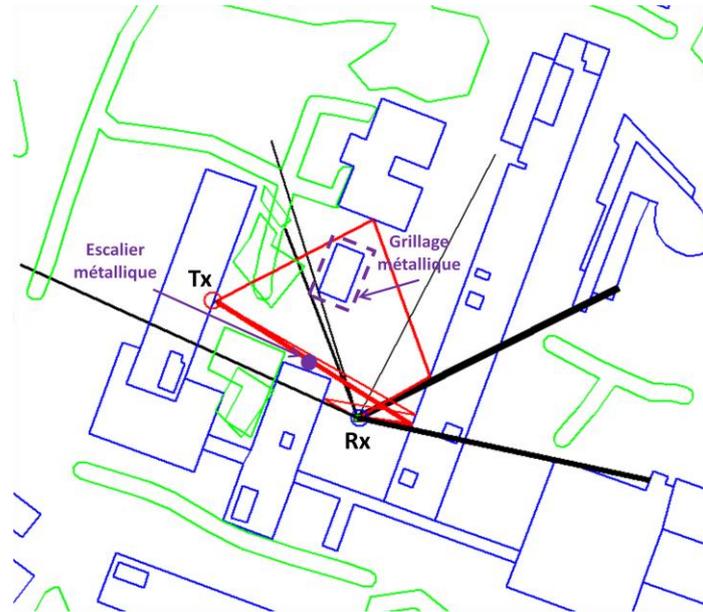


Figure II.34 Tracé de rayon sur l'environnement schématisé pour le canal 20, estimé (noir) et prédit (rouge).

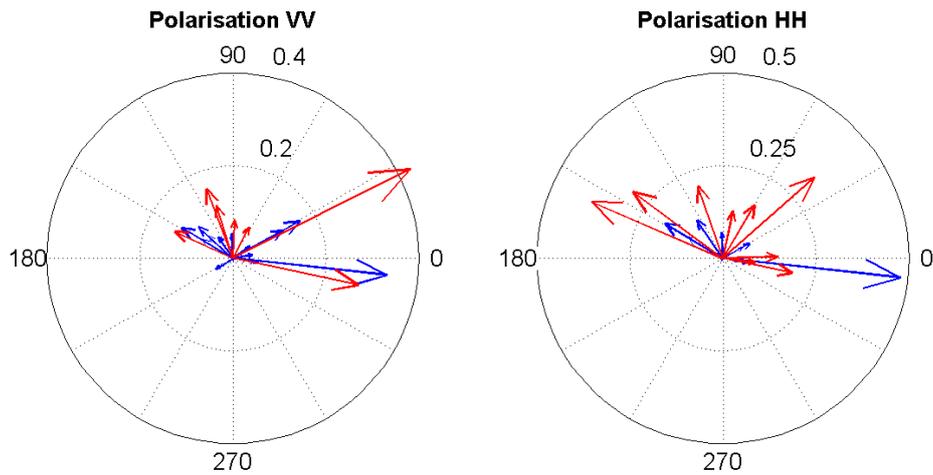


Figure II.35 Représentation sur diagramme polaire des AOA et amplitudes (normalisées par rapport à 1) estimées (rouge) et prédites (bleu) pour le canal 20, en polarisation VV (gauche) et HH (droite).

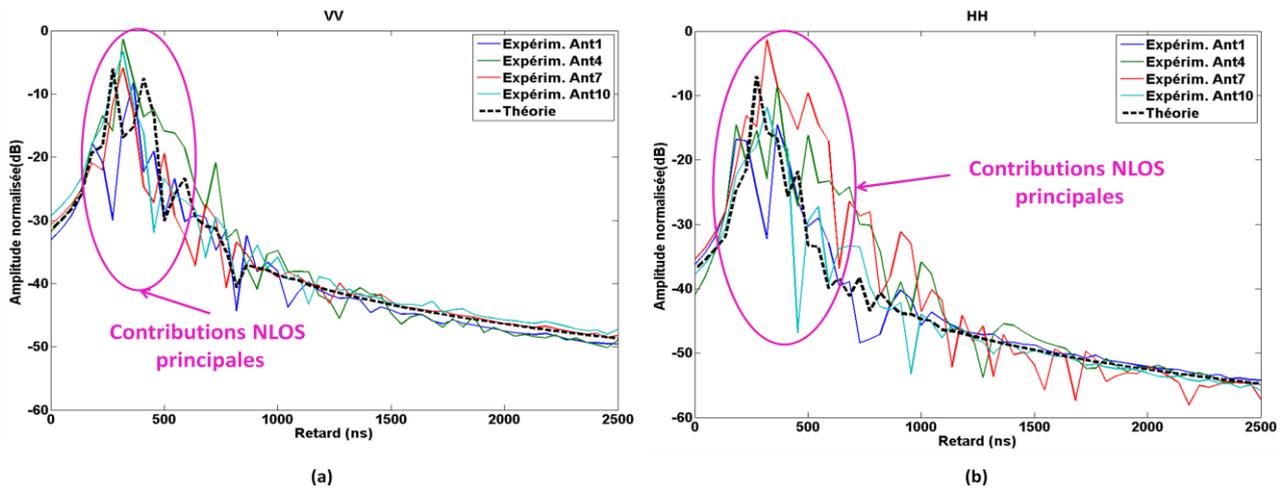


Figure II.36 Amplitudes des rayons en fonction des TOA mesurés (lignes continues)/prédits (ligne noire en pointillé), pour la liaison 20, filtrés sur 22 MHz de bande. (a) polarisation VV, (b) polarisation HH.

## 5. Analyse du rapport des puissances relatives en co-polarisation/polarisation croisée (XPD)

Dans l'optique d'exploiter la diversité de polarisation dans l'algorithme de localisation, une étude quantitative des puissances reçues en polarisation croisée est menée.

### 5.1. Analyse du XPD global sur le réseau

Dans un premier temps, le XPD dans le canal est quantifiée de manière globale en calculant le rapport entre la puissance moyenne reçue sur le réseau en co-polarisation sur celle reçue en cross-polarisation. Ainsi, le  $XPD_u$ , défini pour une polarisation  $u$  d'émission donnée est défini par :

$$XPD_u = \frac{P_{moy,uu}^{exp}}{P_{moy,uv}^{exp}}, \quad v \neq u \quad \text{II-54}$$

*Il faut noter que le terme de XPD n'est pas forcément associé à une dépolarisation physique des ondes due par exemple à la végétation mais peut simplement apparaître dans le cas où les antennes ou les points d'interaction sont à des hauteurs différentes.*

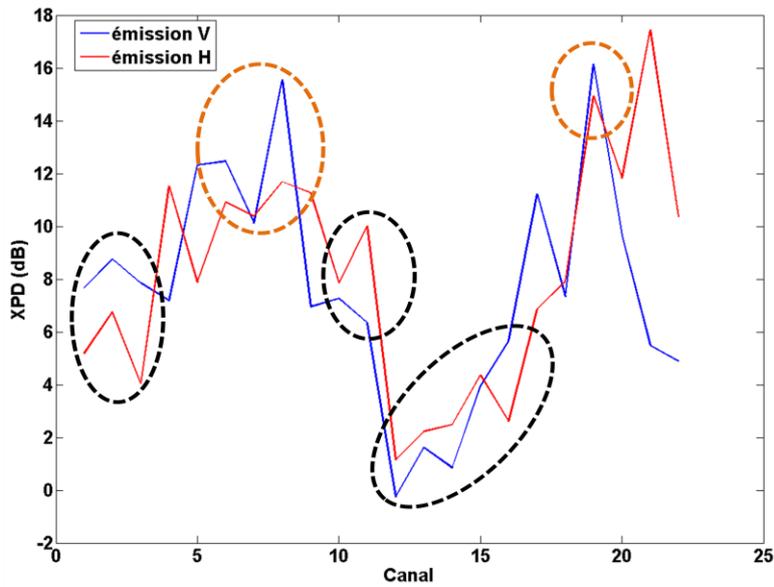


Figure II.37 Valeur du XPD pour les canaux 1 à 22, d'orientation 0°. En bleu : émission V, en rouge : émission H. Les canaux à plus faibles XPD sont entourés en noir, les plus forts XPD en marron.

La Figure II.37 présente le XPD pour les 22 liaisons mesurées pour une orientation de l'antenne d'émission de 0°. Pour l'ensemble des canaux, le XPD varie de 0 à 16 dB pour l'émission V et de 1 à 17 dB pour l'émission H.

Notons les valeurs très faibles des XPD des canaux de 1-2-3 et 12 à 16 (Figure II.38) dont l'origine est principalement due aux phénomènes de dépolarisation engendrés par la présence abondante de la végétation au voisinage de l'émetteur. Les canaux 10-11 présentent une dépolarisation importante certainement liée à la présence de l'escalier métallique en colimaçon. Ces observations restent à confirmer.

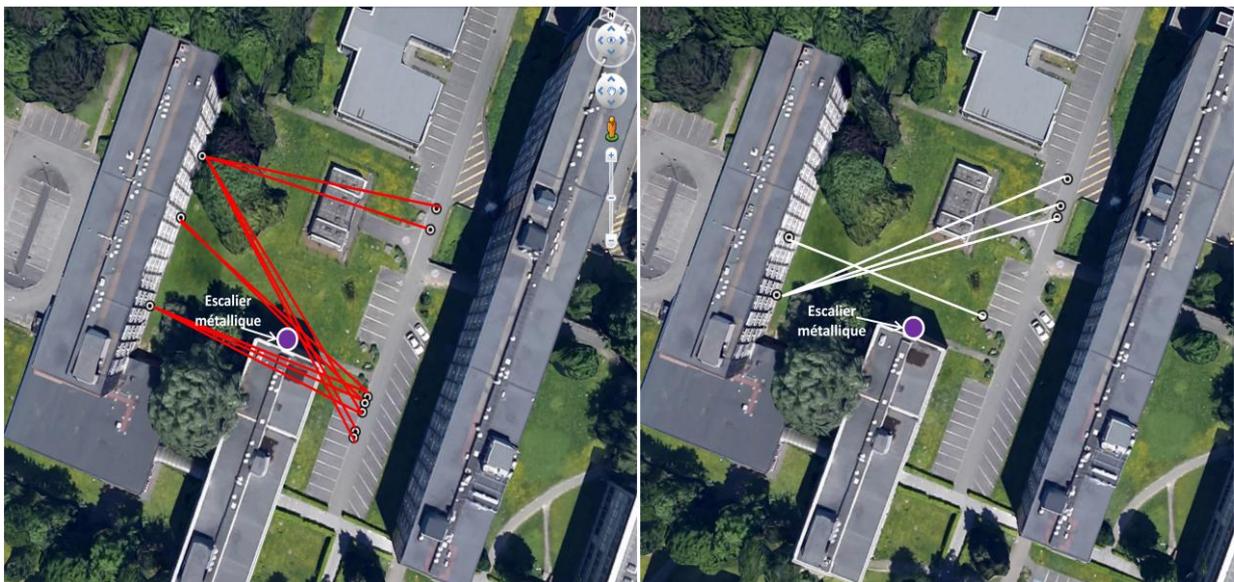


Figure II.38 Visualisation des liaisons ayant les plus faibles XPD (à gauche) / les plus forts XPD (à droite)

## 5.2. Analyse du rapport (XPD)<sup>-1</sup> suivant l'antenne

Dans cette partie, afin de mettre en exergue les directions dans lesquelles le XPD est le plus faible et d'identifier éventuellement les directions des sources de dépolarisation mentionnées précédemment, le (XPD)<sup>-1</sup> est calculé pour chaque antenne  $i$  du réseau, par

$$XPD_i^{-1} = \frac{1}{XPD_i} = \frac{P_{i,uv}^{exp}}{P_{i,uu}^{exp}}, \quad v \neq u$$

Quelques exemples pertinents sont présentés:

- en scénario NLOS sans végétation abondante (liaison 3)
- en scénario OLOS traversant de la végétation (liaisons 14)

Sur les Figures II-39, II-40, II-42 et II-43, la valeur du  $XPD_i^{-1}$  correspond à la longueur de la flèche, sa direction correspondant à la direction du lobe de l'antenne  $i$  du réseau UCA. En raison des valeurs de puissances reçues parfois très faibles et proches du niveau de bruit (-110 dBm), on veillera à présenter en parallèle les puissances reçues sur chaque antenne, et seules les antennes présentant un SNR d'au moins 6 dB seront considérées pour l'analyse du  $XPD_i^{-1}$ .

### NLOS sans végétation abondante

Une représentation du taux  $XPD_i^{-1}$  par antenne sur diagramme polaire est affichée directement sur l'environnement sur la Figure II.39 et la Figure II.40, pour l'émission V et H respectivement. La Figure II.41 présente les puissances reçues sur chaque polarisation de réception et pour chaque antenne. On note des puissances reçues élevées, correspondant à des SNR par antennes entre 40 dB et 60 dB pour l'émission V, et entre 42 dB et 58 dB pour l'émission H.

Dans ce scénario NLOS, on note des disparités entre les émissions V et H. En émission V, les taux sont peu élevés et compris entre 0.2 et 0.4, avec les directions privilégiées pour la dépolarisation correspondant :

- à la réflexion sur le grillage métallique autour du P6
- à la diffraction horizontale sur le P4 / LOS, traversant les arbres devant Tx
- à des réflexions sur le P5, suivi de la diffraction horizontale sur P4/LOS, passant par les arbres au voisinage de Tx

Concernant l'émission H, les taux sont plus élevés (entre 0.2 et 1), et correspondent vraisemblablement aux mêmes contributions précédemment décrites. Toutefois, on dénote une nouvelle contribution (direction Nord-Est), que l'on peut vraisemblablement attribuer à de la dépolarisation sur la bombonne métallique ou sur le camion.

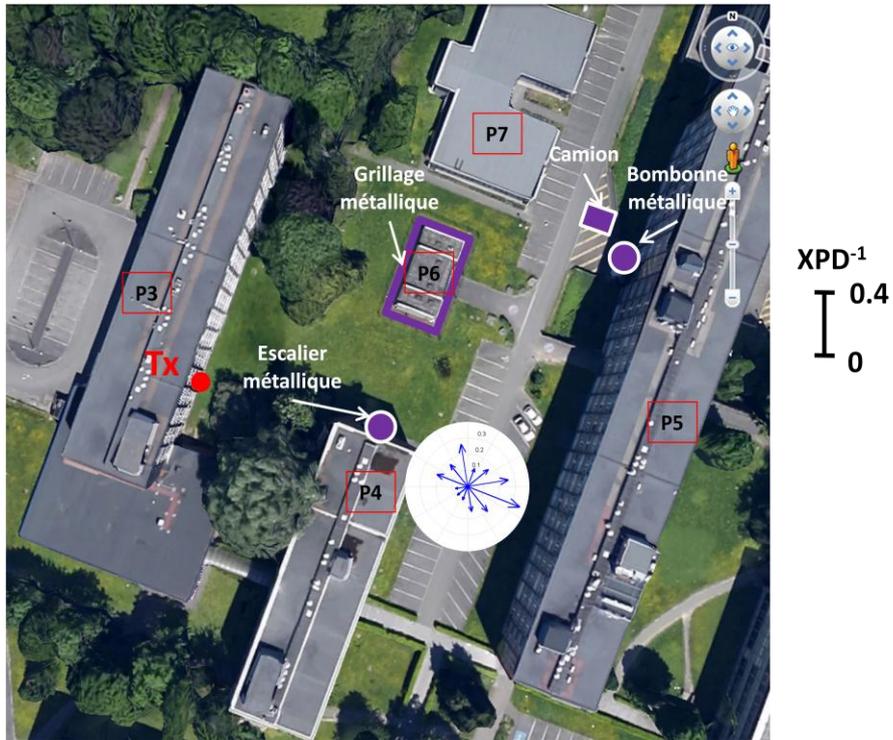


Figure II.39 Visualisation du  $XPD_i^{-1}$  sur l'environnement pour la liaison 3. Polarisation d'émission V.

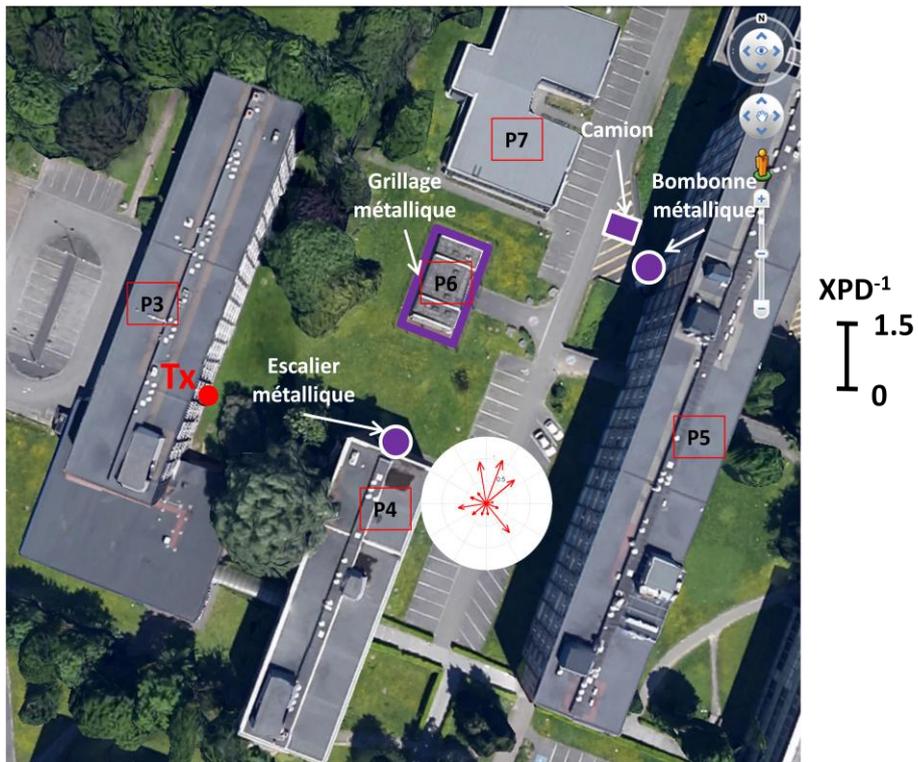


Figure II.40 Visualisation du  $XPD_i^{-1}$  sur l'environnement pour la liaison 3. Polarisation d'émission H.

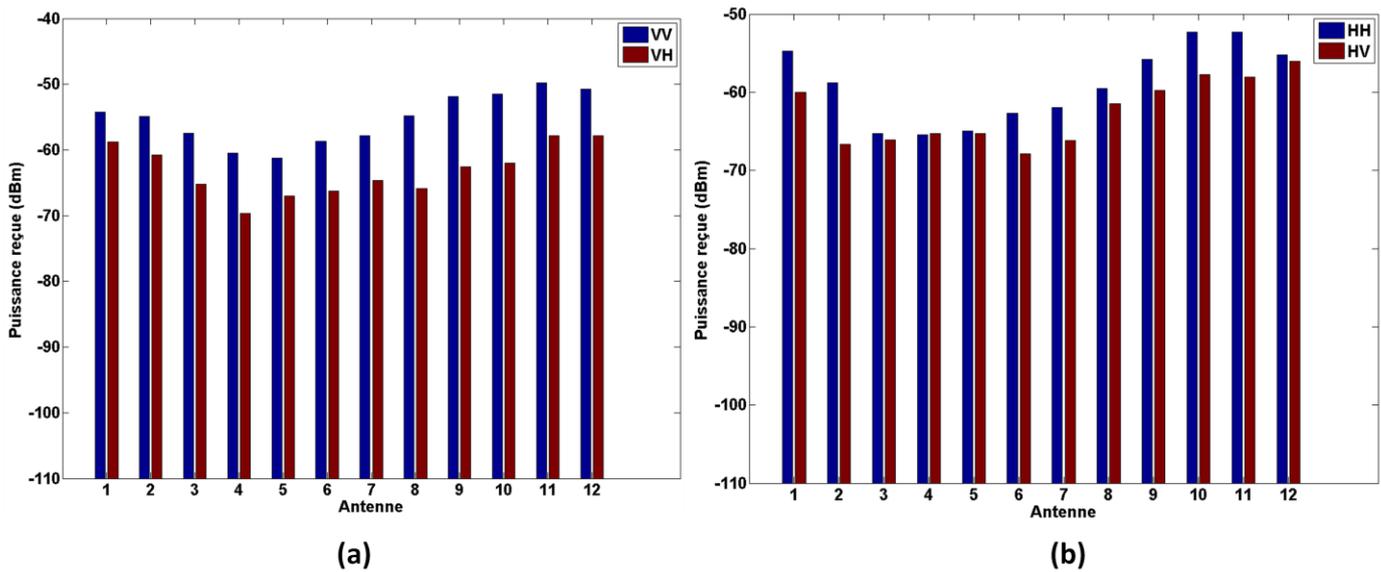


Figure II.41 Puissance reçue par antenne pour la liaison 3, pour une polarisation d'émission V (a) et H (b).

### OLOS diffus

Des représentations similaires au premier scénario NLOS sont proposées respectivement sur la Figure II.42, Figure II.43 et Figure II.44.

Au vu des puissances reçues sur chaque antenne, le signal reçu est proche du bruit et présente une forte contribution de la composante DMC. Les SNR sont faibles et s'étendent de 3.5 dB à 8 dB en émission V, et de 2.5 dB à 10.5 dB en émission H. Ne considérant que les signaux reçus sur les antennes présentant un SNR minimum de 6 dB, seuls les antennes 1-11-12 et 10-11-12, respectivement en émission V et H, sont sélectionnées et affichées sur les figures.

On constate dans ce scénario des  $XPD_i^{-1}$  très élevés, compris entre 0.75 et 1 en émission V et entre 0.8 et 0.9 en émission H. Compte tenu de l'ouverture du patch (120° à -3dB), on peut estimer que les directions associées aux plus forts taux de dépolarisation correspondent approximativement, en émission V, à :

- la diffraction sur le grillage du P6 et le passage à travers la végétation devant Tx, avec un taux de 0.75
- au passage du signal OLOS à travers le feuillage devant Tx (taux de 0.75)
- à la réflexion non spéculaire sur l'escalier métallique à proximité du P4 (taux de 1)

En émission H, on note également une contribution de la végétation, peut-être couplée avec une interaction sur l'escalier à gauche (antenne 12) ou sur le grillage (antenne 11), présentant des taux autour de 0.9. Une contribution en direction du Nord-Est est notée, vraisemblablement liée à la dépolarisation sur la bombonne métallique ou sur le camion, avec un taux de 0.9.

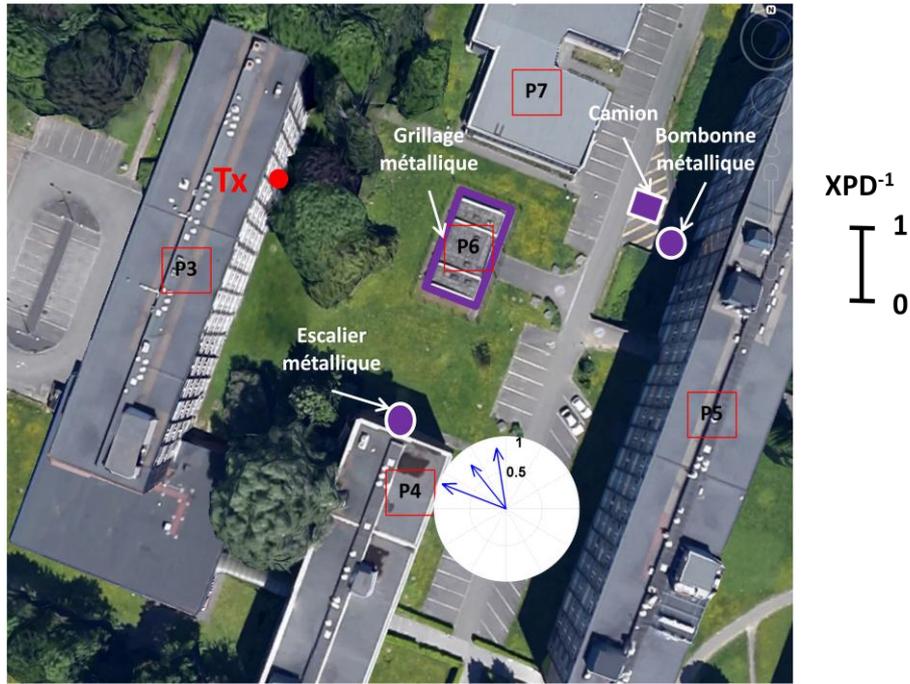


Figure II.42 Visualisation du  $XPD_i^{-1}$  sur l'environnement pour la liaison 14. Polarisation d'émission V.

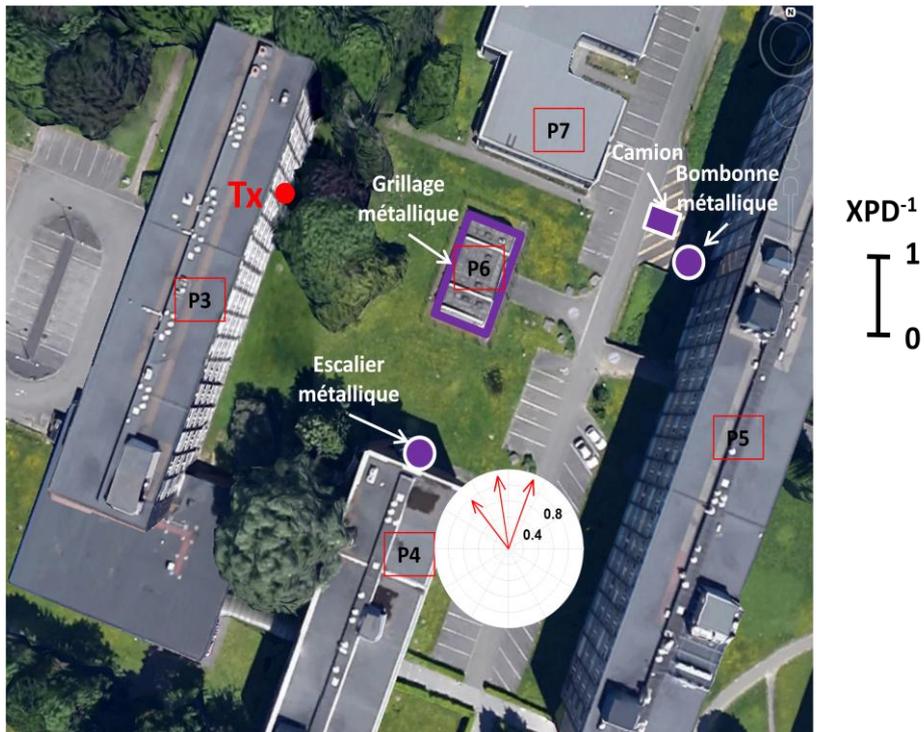


Figure II.43 Visualisation du  $XPD_i^{-1}$  sur l'environnement pour la liaison 14. Polarisation d'émission H.

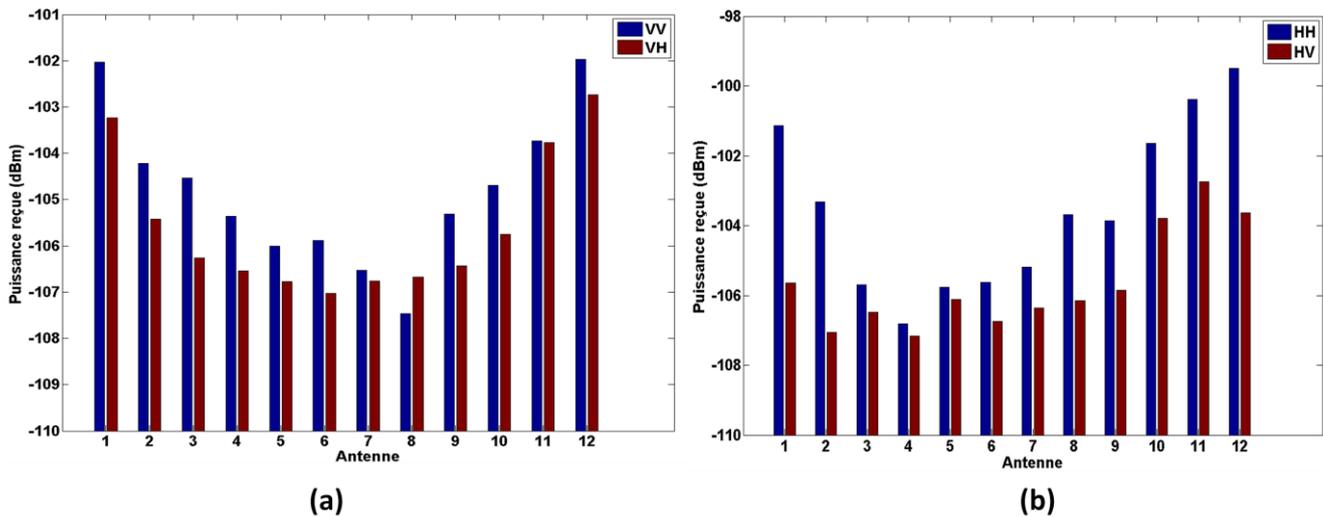


Figure II.44 Puissance reçue par antenne pour la liaison 14, pour une polarisation d'émission V (a) et H (b)

## 6. Conclusion

La méthode de localisation développée dans le chapitre 3 s'appuie sur les caractéristiques du canal de propagation. Les performances de l'algorithme vont dépendre, entre autres, des caractéristiques non seulement des canaux mais aussi des performances de l'HRA qui elles-mêmes dépendront de certaines caractéristiques du récepteur telles que la taille et la nature du réseau d'antennes, le type d'antenne et enfin la bande passante et le SNR. Le choix de la bande passante est dicté par la bande passante maximale disponible des réseaux mobiles. En supposant l'agrégation continue de porteuses, le choix du réseau d'antennes est un compromis entre performances et discrétion compte-tenu des applications envisagées. Une étude paramétrique sur les performances de l'HRA dans des canaux NLOS prédits a montré qu'avec une bande passante de 22 MHz et un réseau UCA 12 patch, les erreurs moyennes d'estimation des TOA et AOA des deux rayons les plus énergétiques sont respectivement inférieurs à 2 ns et 2.8° pour 90 % des canaux. Notons que la résolution temporelle de 45.5 ns liée à la bande passante est de l'ordre de grandeur de l'étalement des retards moyen des canaux simulés de 65.4 ns. Les trajets multiples sont donc fortement corrélés dans le domaine des retards. Dans ce contexte, de faibles erreurs d'estimation de l'HRA sont un atout pour l'algorithme de localisation décrit dans le chapitre suivant.

Les caractérisations expérimentale et théorique, déduites des canaux prédits par le modèle déterministe, ont montré un bon accord entre AOA et TOA sur les deux/trois rayons les plus énergétiques du canal. Cependant, certaines divergences apparaissent sur les multi-trajets moins énergétiques, la composante diffuse absente dans le modèle du lancer de rayons, pouvant entraîner des écarts sur la puissance totale reçue et l'étalement des retards. De plus, le modèle déterministe ne peut reproduire à l'identique l'environnement réel. Cela se traduit par des rayons énergétiques provenant de réflecteurs/diffuseurs non intégrés dans le modèle numérique d'élévation (DEM – Digital Elevation Model) et qui pourront être, compte-tenu de leur puissance, sélectionnés ultérieurement par l'algorithme de localisation. La caractérisation expérimentale a également permis de mettre en évidence des phénomènes de dépolarisation qui, grâce à une analyse sur les XPD par antenne, ont été reliés à la présence d'objets métalliques dans l'environnement (grillage, bombonne, escalier, voitures) et également à la présence abondante de végétation et feuillages, en particulier lorsqu'ils se situent au voisinage de l'émetteur, affectant ainsi toutes les liaisons partant de ce Tx.

## III.

# Chapitre 3 - Algorithme de localisation en NLOS en mode non coopératif

## 1. Introduction

L'algorithme détaillé dans ce chapitre est destiné à localiser un mobile dans des environnements urbain et suburbain en scénario NLOS. Il s'agit d'une méthode de localisation à RS statiques, c'est-à-dire que pendant tout le processus de localisation, les RS ne se déplacent pas.

Le challenge à relever consiste à développer des solutions originales pour offrir une précision de localisation de quelques mètres à l'aide d'un ou deux RS. Cependant les difficultés sont nombreuses. L'information permettant la synchronisation est gérée par le réseau cellulaire du mobile, elle n'est donc pas disponible par les RS fonctionnant en mode non coopératif et déployés sur le terrain. Par ailleurs, les conditions de propagation NLOS, la présence de multi-trajets dans le canal et la bande passante limitée de quelques MHz vont rendre l'extraction des paramètres spatio-temporels des canaux plus délicate.

Ce chapitre est dédié à la description de la méthode de localisation et à ses performances théoriques. Dans une première partie, l'algorithme de synchronisation des signaux reçus par un RS est décrit. Le procédé de localisation, et en particulier les métriques proposées, sont détaillés dans la deuxième partie. Une étude paramétrique sur les performances du procédé de localisation dans des canaux générés par le modèle déterministe est effectuée en fonction des caractéristiques du réseau d'antennes et de la bande passante. Les résultats de cette étude paramétrique sont présentés dans la troisième partie. La conclusion rassemble les forces et faiblesses de la méthode proposée.

## 2. Description de la méthode développée

### 2.1. Principe général

Dans une étape préliminaire, une technique telle que l'IMSI catcher [YUBO11] est appliquée pour forcer le MS à émettre des signaux de balise, l'IMSI (International Mobile Subscriber Identifier) étant l'identifiant d'un mobile. Le principe est le suivant : l'IMSI catcher est une pseudo-BS, se faisant passer pour une BS du réseau de l'opérateur afin que les MS environnants émettent un signal balise. L'IMSI catcher va alors relayer les trames émises par les MS, en se faisant passer maintenant pour un MS auprès du réseau cellulaire, afin de récupérer les identifiants IMSI des MS. Une fois obtenu l'identifiant du MS-cible, l'IMSI catcher peut alors forcer ce dernier en particulier à émettre les signaux désirés.

L'approche consiste ensuite à estimer par un HRA les caractéristiques des signaux reçus au niveau des RS pour remonter à la position du mobile. La méthode se base sur le Fingerprinting étendu à des signatures multidimensionnelles du signal reçu. Plus précisément, les amplitudes, retards et angles d'arrivée estimés des signaux reçus, sont exploités, mais également le contenu spectral des signaux mesurés. On met ainsi à profit la configuration NLOS, en tirant partie des trajets multiples issus des réflexions, diffractions voire diffusions subies par le signal lors de sa propagation entre le mobile et le RS. Cette liaison MS-RS est notée par la suite liaison UL pour Up Link.

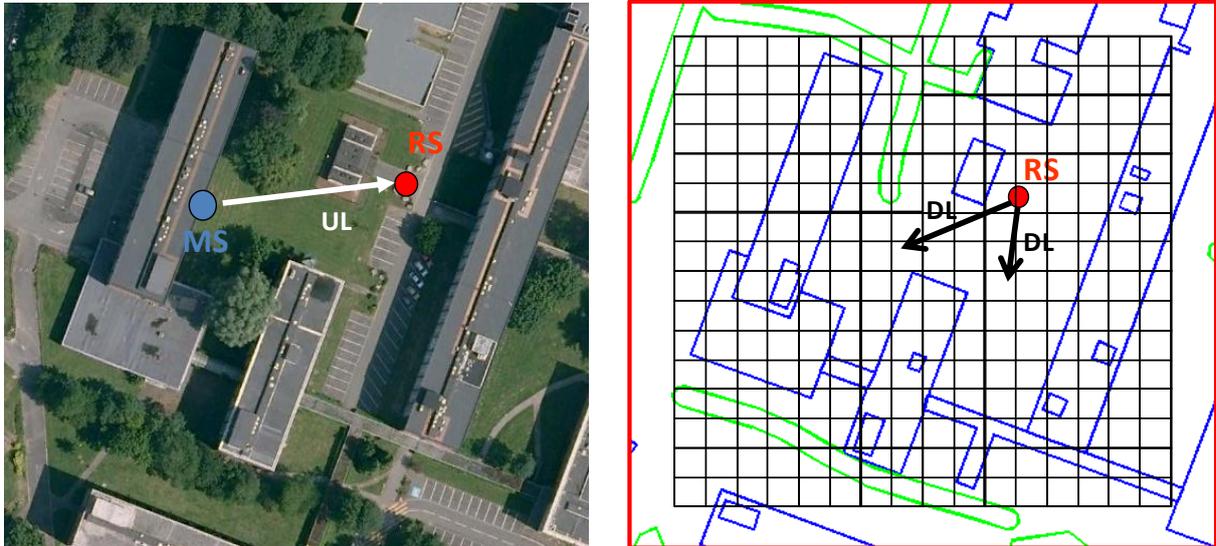


Figure III.1 Exemple de scénario de localisation (vue aérienne du campus de Lille 1). A gauche : canal UL (liaison MS-RS), à droite : maillage de l'environnement en  $M_{cell}$  et simulation de propagation DL (liaison RS vers chaque cellule)

Au niveau de chaque RS, la base de données est constituée des signatures du canal défini entre le RS, devenu un émetteur, et chaque point de réception dans l'environnement maillé. La liaison entre le RS et un point de réception est notée par la suite liaison DL pour Down Link. On note  $M_{cell}$  le nombre total de cellules sur lequel est maillé l'environnement. La Figure III.1 montre la vue aérienne pour un exemple de scénario de localisation. A gauche, la liaison UL est présentée. La vue schématique du même environnement, issue d'un modèle numérique de terrain, est présentée à droite, où l'environnement est maillé. Dans cet exemple,  $M_{cell} = 256$  cellules.

La base de données est obtenue par prédiction à partir du modèle déterministe de lancer de rayon VLab. Il est à noter que ce sens de propagation inverse a été choisi pour des raisons pratiques, car le logiciel a la possibilité d'effectuer des prédictions de propagation *point vers multipoints*, mais non l'inverse. Le canal est supposé réciproque, le changement de sens de propagation ne pose donc pas de problème. Pour effectuer les prédictions, l'environnement géographique, où le MS est susceptible de se trouver, est modélisé.

## 2.2. Hypothèses de travail – Contraintes

### 2.2.1. Hypothèses de travail

Le modèle numérique d'élévation (DEM) de l'environnement est supposé disponible. En pratique, le DEM peut être obtenu en important dans un logiciel de CAO, à partir de Google Earth, l'environnement souhaité par le biais d'un outil de modélisation 3D tel que Sketch Up. Il peut être également obtenu par des sociétés spécialisées.

La position de chaque RS est supposée connue, déterminée par un appareil GPS professionnel. Les RS étant positionnés à l'extérieur, leur déploiement sera effectué en choisissant une position favorable qui puisse assurer au mieux leur positionnement, en évitant notamment les zones d'ombre où la mesure du GPS est biaisée.

Pour pouvoir estimer les caractéristiques temporelles (TOA) et angulaires (AOA) des rayons du canal UL, chaque RS doit être équipé d'un réseau d'antennes. Le canal UL est par ailleurs supposé stationnaire durant la mesure. Typiquement, l'acquisition devrait durer quelques centaines de  $\mu$ s, ce qui est inférieur au temps de cohérence typique d'un canal urbain (de quelques ms).

### **2.2.2. Contraintes et difficultés**

#### Contraintes et limitations liées à la mesure des signaux

Concernant les contraintes techniques auxquelles doit répondre la technique de localisation, elles sont en partie liées à l'estimation du canal UL. L'estimation ne peut se faire que sur une faible bande passante de mesure, correspondant aux standards des systèmes de téléphonie mobile actuels. Elle est limitée à 22 MHz si on considère une agrégation continue de tous les canaux GSM, ou à 100 MHz maximum en LTE. Ceci ajoute une difficulté au niveau de l'estimation car ces faibles bandes passantes limite la résolution temporelle des signaux mesurés et diminue la qualité de l'estimation, en particulier des TOA, comme démontré dans le chapitre précédent. Pour des raisons évidentes de discrétion, la taille du réseau d'antennes ne doit pas être trop importante. Une limitation sur le nombre d'antennes réduit l'échantillonnage spatial de mesure, et donc la qualité de l'estimation.

Le mode non coopératif de la méthode implique l'absence d'information sur le moment exacte d'émission des signaux et sur l'horloge utilisée par le réseau cellulaire. Les signaux reçus au niveau du RS sont mesurés dans le domaine fréquentiel en prenant une référence de phase arbitraire. Les TOA estimés des rayons sont donc exprimés par rapport à une référence de temps arbitraire. Ils ne sont donc pas synchronisés avec les TOA absolus des rayons DL prédits par le modèle déterministe, c'est-à-dire exprimés par rapport à l'instant d'émission des signaux. Une méthode de resynchronisation des signaux UL est donc requise.

Pour des raisons de coût et de rapidité de déploiement, la méthode doit pouvoir s'opérer avec le minimum de RS, ce qui réduit le nombre de liaisons disponibles pour effectuer la multilatération d'empreintes.

#### Difficultés liées au canal

Dans le chapitre 2, la caractérisation expérimentale du canal urbain a été analysée. Le MS est, dans la majorité des cas, en situation NLOS vis-à-vis des RS. Dans ce contexte, les méthodes géométriques traditionnelles telles que l'AOA et la TDOA ne pouvaient être appliquées, et c'est ainsi que le choix s'est orienté vers la méthode du FP. Le canal est également caractérisé par une abondance de multi-trajets, dont certains peuvent être diffus, qui ne sont alors pas modélisés par le modèle déterministe. La contribution DMC représente parfois une part importante du signal transmis aux RS, et est souvent assujéti à la dépolarisation, phénomène par ailleurs non modélisé dans le lancer de rayons, qui n'effectue ses prédictions qu'en mode copolarisé.

### 2.3. Les étapes de l’algorithme de localisation proposé

- Synchronisation des signaux UL

Dans le domaine des retards, l’absence de synchronisation implique que les TOA des rayons estimés par le HRA présentent un décalage temporel, noté  $\Delta t_{synch}$ , par rapport aux TOA absolus prédites par le modèle déterministe. Dans le domaine spectral, l’absence de synchronisation se traduit par une rotation de phase du spectre fréquentiel des signaux reçus, relié à  $\Delta t_{synch}$ . Une méthode de synchronisation sera opérée et appliquée sur le signal spectral et les TOA estimés des rayons du canal UL.

- Calcul des métriques

La précision de la localisation par Fingerprinting dépend du choix de la métrique utilisée pour comparer les signatures du canal UL avec celles des canaux DL. Afin d’avoir de la diversité d’empreintes, deux métriques de natures différentes sont proposées.

Une métrique exploite les caractéristiques géométriques estimées des rayons du canal UL, tirant profit des multi-trajets et de la configuration NLOS. Afin de pouvoir quantifier de manière cohérente la similitude entre les multi-trajets prédits et estimés, une méthode est proposée pour les appairer.

La seconde métrique est une métrique spectrale, et exploite les caractéristiques des signaux reçus sur le réseau d’antennes dans le domaine fréquentiel, en tenant compte de la nature des antennes (directives ou omnidirectionnelles).

- Localisation

Une métrique hybride multidimensionnelle est constituée à partir de ces deux métriques pour remonter à la cellule où est situé le mobile. Le synoptique présenté en Figure III.2 reprend les différentes étapes du procédé de localisation précédemment décrites.

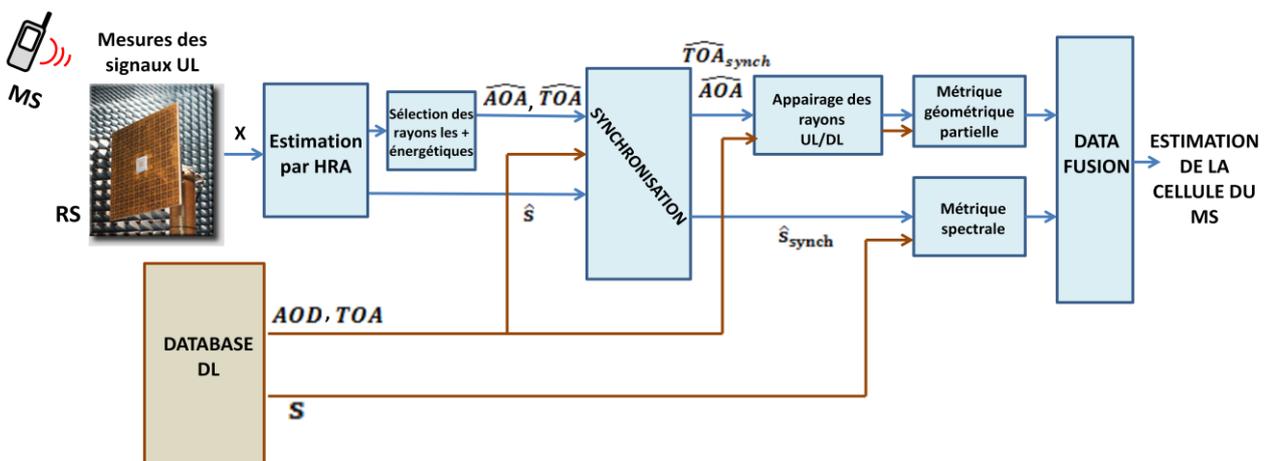


Figure III.2 Synoptique du procédé de localisation non coopérative

### 3. Méthode de synchronisation des signaux UL et DL

La procédure de synchronisation entre MS et RS est nécessaire pour éliminer le biais temporel  $\Delta t_{synch}$  introduit dans les signaux UL.

Dans les cas de scénarios LOS, cette étape est facilement réalisée en calculant le décalage entre le premier rayon estimé et prédit. Toutefois, ne sachant pas à priori de manière fiable si le MS est en condition LOS ou NLOS, cette méthode induirait d'importantes erreurs de synchronisation.

Sachant que certains trajets ne sont prédits par le modèle de lancer de rayons, en raison de la simplification introduite par la base de données géographiques et le modèle déterministe, et que des trajets peuvent ne pas être estimés par le HRA, la synchronisation basée sur un algorithme de vraisemblance comparant les TOA relatifs entre les trajets successifs n'est, de ce fait, pas envisageable.

De même, une synchronisation basée sur les amplitudes des rayons ne peut-être retenue. Des divergences importantes, révélées dans le chapitre 2, peuvent se produire entre les amplitudes prédites par le modèle et estimées à partir des mesures réelles, en raison de l'incertitude dans les caractéristiques des murs introduites dans le modèle déterministe et dans le diagramme de rayonnement du MS introduit dans l'estimateur.

Une approche adaptée pour déterminer le décalage temporel  $\Delta t_{synch}^m$ , ou erreur de synchronisation, pour chaque cellule  $m$  de l'environnement maillé est de partir du couple de rayons UL/DL le plus vraisemblable dans le domaine angulaire, noté  $(i_0, j_0)$ . Une illustration du problème de synchronisation est montré sur la Figure III.3, présentant les rayons estimés (non synchronisés) et prédits, dans les domaines des angles (a) et des retards (b). Chaque indice est assigné par ordre de puissance décroissante. Pour simplifier la présentation, l'exemple présenté se réfère à une estimation 2D des paramètres géométriques du canal, le domaine angulaire étant restreint à l'angle azimutal, et l'angle de co-élévation fixé à  $\frac{\pi}{2}$ . Pour chaque rayon, la longueur de la flèche est proportionnelle à son amplitude. Dans cet exemple, les trois rayons les plus énergétiques du canal sont considérés.

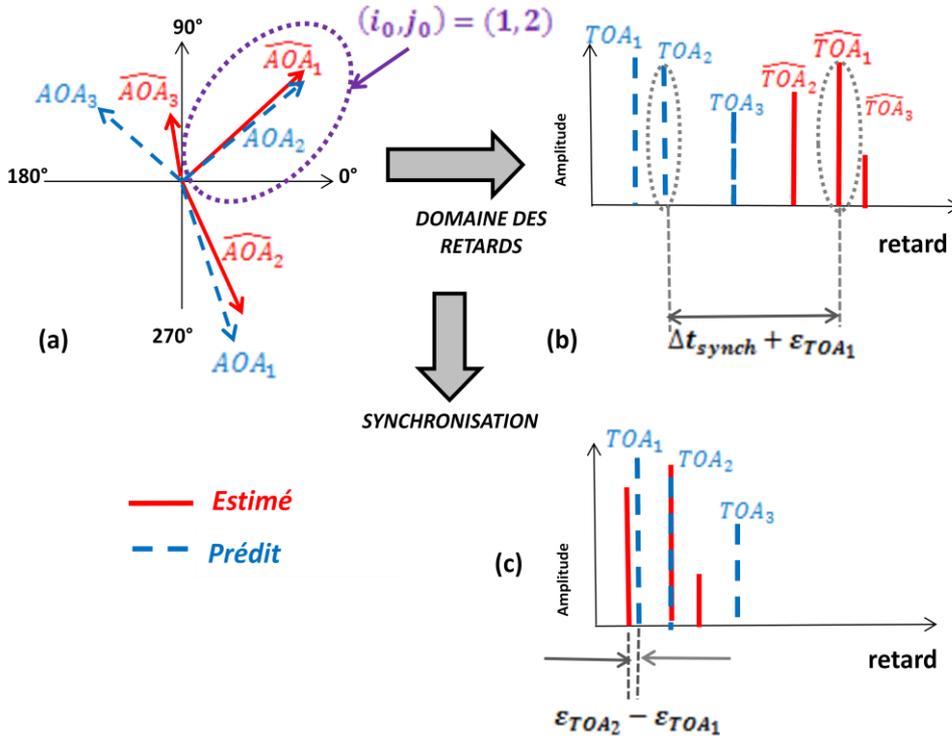


Figure III.3 Illustration de la méthode de synchronisation

La détermination de  $(i_0, j_0)$  est effectuée en exploitant la Multipath Component Distance **MCD**, initialement introduite dans [CZIN06] pour l'identification des clusters lors de caractérisations multidimensionnelles du canal. Il s'agit d'une matrice de distance entre rayons, de dimension  $N_{UL_{synch}} \times N_{DL_{synch}}$ , où  $N_{UL_{synch}}$  et  $N_{DL_{synch}}$  représentent le nombre de rayons à considérer pour le canal, respectivement estimés en UL, et prédits en DL. Au vue des observations faites durant la confrontation modèle/expérimentations réalisée dans le chapitre 2, il semble judicieux d'utiliser les rayons les plus énergétiques du canal. Ils correspondent aux trajets majeurs du canal, et sont généralement à la fois prédits par le modèle et retrouvés dans les mesures. De même, il est plus intéressant de considérer un nombre de rayons  $N_{UL_{synch}}$  et  $N_{DL_{synch}}$  faible afin de maximiser la correspondance entre les rayons, et d'éviter ainsi des erreurs d'appariement.

La matrice MCD angulaire, notée  $\mathbf{MCD}_A$ , est calculée pour le canal DL  $m$  et quantifie la ressemblance entre les AOA des  $N_{UL_{synch}}$  rayons les plus énergétiques du canal UL, et les AOD des  $N_{DL_{synch}}$  rayons prédits les plus énergétiques du canal DL, classés par puissance décroissante. Elle est définie par :

$$(\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m = \frac{1}{2} [\Omega(\widehat{AOA}_i^{az}, \widehat{AOA}_i^{el}) - \Omega(AOD_j^{az,m}, AOD_j^{el,m})] \quad \text{III-1}$$

où  $\widehat{AOA}_i^{az}$  et  $\widehat{AOA}_i^{el}$  sont les AOA azimut et co-élévation du  $i^{\text{ème}}$  rayon estimé du canal UL;  $AOD_j^{az,m}$  et  $AOD_j^{el,m}$  sont les AOD azimut et co-élévation du  $j^{\text{ème}}$  rayon prédit du canal UL (entre RS et la  $m^{\text{ème}}$  cellule de l'environnement maillé.  $\Omega$  représente le vecteur directeur d'un rayon donné, et s'exprime en fonction de l'angle d'azimut  $\varphi$  et de co-élévation  $\theta$ :

$$\Omega(\varphi, \theta) = [\cos \varphi \cdot \sin \theta \quad \sin \varphi \cdot \sin \theta \quad \cos \theta] \quad \text{III-2}$$

Soulignons que la  $\mathbf{MCD}_A$  prend en compte les projetés des angles dans le référentiel cartésien, normalisés à 1. Cette métrique résout le problème de la périodicité des angles, et donne des valeurs bornées entre 0 et 1.

Pour chaque cellule  $m$ , la paire de rayons  $(i_0, j_0)$  la plus vraisemblable s'obtient à partir de la relation:

$$[m, (i_0, j_0)] = \arg \min_{i,j} (\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m \quad \text{III-3}$$

Sur la Figure III.3, le couple de rayon le plus vraisemblable est identifié comme (1, 2). Notons que cette méthode de synchronisation ne se base que sur l'hypothèse qu'il existe au moins un rayon du canal réel UL qui soit à la fois bien estimé et modélisé par le lancer de rayons.

L'erreur entre le TOA estimé et prédit pour ce couple est alors donnée par

$$\widehat{\Delta t}_{synch}^m = \widehat{TOA}_{i_0} - TOA_{j_0}^m = \Delta t_{synch}^m + \varepsilon_{TOA_{i_0}}^m \quad \text{III-4}$$

Pour la cellule  $m$  contenant le MS,  $\widehat{\Delta t}_{synch}^m$  comprend l'erreur de synchronisation exacte  $\Delta t_{synch}^m$  et l'erreur d'estimation  $\varepsilon_{TOA_{i_0}}^m$  du TOA du rayon de synchronisation  $i_0$ .  $\Delta t_{synch}^m$  est définie comme étant la différence entre la référence de temps au niveau du RS et l'instant d'émission  $t_0$  inconnu.

Les TOA estimés sont ensuite corrigés par ce biais  $\widehat{\Delta t}_{synch}^m$ , par la relation:

$$(\widehat{TOA}_{synch})_i^m = \widehat{TOA}_i - \widehat{\Delta t}_{synch}^m \quad \text{III-5}$$

Une illustration du résultat de synchronisation est présentée sur la Figure III.3 (c).

Empiriquement, il a été observé que la valeur optimale pour  $N_{UL_{synch}}$  et  $N_{DL_{synch}}$  est comprise entre 2 et 4 maximum, selon la complexité de l'environnement : si l'environnement est complexe, on choisira une valeur plus élevée, et inversement.

Ce décalage temporel est également appliqué sur les signaux spéculaires estimés et reconstitués sur chaque antenne  $n$  dans le domaine fréquentiel. Les signaux spéculaires sont exprimés par la suite sous forme matricielle, par la matrice  $\widehat{\mathbf{S}}$ , obtenue simplement en réarrangeant le vecteur du signal  $\mathbf{s}(\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{SP})$  reconstitué par l'équation II-46 (avec la polarisation adéquate V ou H) dans les dimensions  $M_f \times M_R$ . Ces signaux sont donc resynchronisés avec le canal DL pour chaque cellule  $m$  en appliquant la rotation de phase suivante :

$$\widehat{\mathbf{S}}_{synch}^m(f, n) = \widehat{\mathbf{S}}(f, n) \cdot e^{2\pi j f \widehat{\Delta t}_{synch}^m} \quad \text{III-6}$$

## 4. Les métriques

Les métriques définies dans cette section utilisent les signaux resynchronisés  $\hat{\mathbf{S}}_{synch}^m$  en ce qui concerne la métrique spectrale, ou à partir des AOA et des  $\widehat{TOA}_{synch}$  resynchronisées, pour la métrique géométrique.

### 4.1. La métrique d’empreinte géométrique partielle

#### 4.1.1. Métriques 1D

On parlera de métrique 1D pour désigner une métrique monodimensionnelle, relative aux TOA ou aux angles. Afin de quantifier le degré de corrélation entre les rayons dominants du canal UL avec ceux de chaque canal DL, on s’inspirera des métriques MCD angulaires et temporelles présentées dans [CZIN06], mais réadaptées pour l’application de localisation, pour calculer la distance entre les caractéristiques des multi-trajets UL et DL.

L’algorithme basé sur la métrique géométrique partielle utilise les caractéristiques géométriques AOA et TOA des rayons les plus énergétiques. Il est à noter que les amplitudes ne sont pas incluses dans la métrique, à part de manière implicite en sélection des rayons à plus fortes amplitudes. Rappelons que ce choix est dicté en raison des nombreuses sources d’incertitude induites par les imprécisions de mesure des diagrammes d’antennes, la simplification du modèle de lancer de rayons, ainsi que les caractéristiques inconnues de rayonnement de l’antenne du MS, pouvant être d’ailleurs modifiées par le corps humain et l’orientation du MS. On supposera toutefois que ces paramètres influencent davantage l’amplitude des rayons que les AOD, AOA et TOA. C’est la raison pour laquelle le diagramme d’antenne introduit dans le lancer de rayon est isotrope.

Dans le domaine des angles, la  $(\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m$  pour une cellule  $m$  donnée a déjà été introduite dans l’équation III-1. Dans le domaine des retards, la matrice  $(\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m$ , pour une cellule  $m$  donnée, s’exprime ainsi :

$$(\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m = \frac{|TOA_j^m - (\widehat{TOA}_{synch})_i^m|}{\Delta t} \quad \text{III-7}$$

où  $\Delta t$  est la résolution temporelle liée à la bande passante de transmission,  $(\widehat{TOA}_{synch})_i^m$  est le TOA estimé du  $i^{ème}$  rayon du canal UL et resynchronisé par rapport au  $m^{ème}$  canal DL,  $TOA_j^m$  est le TOA prédit du  $j^{ème}$  rayon du canal DL, entre RS et la cellule  $m$  de l’environnement maillé. Notons que, contrairement aux  $\mathbf{MCD}_A$ , les valeurs de la  $\mathbf{MCD}_T$  ne sont pas bornées entre 0 et 1, et peuvent être supérieures à 1.

Par ailleurs, les rayons estimés et prédits ne sont à priori pas arrangés les uns avec les autres dans les domaines des angles et des retards en raison de la simplification de l’environnement du modèle de lancer de rayons et des erreurs d’estimation du canal UL. Une procédure spécifique doit être étudiée pour appairer les rayons UL et DL.

#### 4.1.2. Procédure d'appairage des rayons UL et DL

A ce stade, les TOA des rayons estimés ont été préalablement synchronisés avec la procédure présentée dans la section 3. La procédure d'appairage peut donc s'opérer conjointement dans les domaines angulaire et temporel. En reprenant l'exemple de la Figure III.3, on peut qualitativement visualiser les deux plus vraisemblables paires de rayons (1, 2) et (2, 1). Notons que pour effectuer cette étape, on utilise les caractéristiques de  $N_{UL}$  rayons estimés et de  $N_{DL}$  rayons prédits, à distinguer des  $N_{UL_{synch}}$  et  $N_{DL_{synch}}$  rayons exploités pour opérer la synchronisation. Dans cette étape, plusieurs couples de rayons sont recherchés, à la différence de la synchronisation qui ne recherche que le meilleur couple. L'ensemble des rayons à observer peut être adapté en conséquence, et on préconisera  $N_{UL_{synch}} \leq N_{UL}$  et  $N_{DL_{synch}} \leq N_{DL}$ .

Quantitativement, les indices  $(i, j_i)$  d'une paire de rayons sont obtenus en cherchant le rayon prédit d'indice  $j$  qui minimise la somme des matrices  $(\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m$  et  $(\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m$

$$[m, (i, j_i)] = \arg \min_j \{ (\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m + (\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m \} \quad \text{III-8}$$

Il n'est toutefois pas aisé d'utiliser une matrice comme métrique. La base de données des MCD peut être par la suite réduite en transformant les matrices  $\mathbf{MCD}_A$  et  $\mathbf{MCD}_T$  en scalaires. Différentes métriques ont été étudiées, et, après plusieurs essais, la métrique réduite  $\mathbf{mcd}_X^m$ , avec  $X$  pouvant être  $A$  ou  $T$ , pour la  $m^{\text{ième}}$  cellule de l'environnement maillé, qui minimise les erreurs de localisation, est obtenue en considérant un nombre  $N_c$  de couples de rayons les plus fiables (avec  $N_c \geq 2$ ). Les indices de ces  $N_c$  couples, notés  $(i_k, j_k)$  avec  $k \in [1, N_c]$ , sont déterminés en sélectionnant les  $N_c$  minimas de la matrice égale à  $(\mathbf{MCD}_A)_{i,j}^m + (\mathbf{MCD}_T)_{i,j}^m$ . La métrique réduite  $\mathbf{mcd}_X^m$  est finalement calculée ainsi :

$$\mathbf{mcd}_X^m = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} (\mathbf{MCD}_X)_{i_k, j_k}^m \quad \text{III-9}$$

#### 4.1.3. La métrique géométrique 2D

L'exploitation conjointe des métriques monodimensionnelles  $\mathbf{mcd}_A$  et  $\mathbf{mcd}_T$  permet de bénéficier d'une information 2D spatio-temporelle. Notons que, pour un nombre  $N_c$  de rayons exploités pour former l'empreinte partielle, la  $\mathbf{mcd}_A$  contient  $N_c$  informations angulaires sur les canaux UL/DL, tandis que la  $\mathbf{mcd}_T$  ne contient implicitement que  $(N_c - 1)$  informations temporelles. En effet, lors de l'étape de synchronisation, pour chaque cellule  $m$ , le TOA d'un rayon est sélectionné comme référence de temps ce qui implique donc que  $(\mathbf{MCD}_T)_{i_0, j_0}^m = 0$ .

La métrique géométrique 2D combine les  $\mathbf{mcd}_A^m$  et les  $\mathbf{mcd}_T^m$  suivant une relation à optimiser. Selon la position relative du RS et du MS dans l'environnement, de nombreuses situations peuvent se produire. A titre d'exemple, un minimum très aigu sur la cartographie de la  $\mathbf{mcd}_T^m$  peut apparaître, alors qu'un étalement important de la MCD dans le domaine angulaire est obtenu, et inversement. Il peut également arriver que ni la  $\mathbf{mcd}_A^m$  ni la  $\mathbf{mcd}_T^m$  ne présentent de minimum franc. Ces différents comportements apparaissent clairement lorsqu'on visualise les fonctions de distribution cumulative de ces deux fonctions de coût, en regardant la pente de ces fonctions pour des petites valeurs de  $\mathbf{mcd}_A^m$  et  $\mathbf{mcd}_T^m$ . Un exemple de CDF des deux fonctions de coût est présenté

en Figure III.4. En s’intéressant aux faibles valeurs des MCD 1D, on remarque que les dynamiques sont clairement différentes pour les deux fonctions de coût.

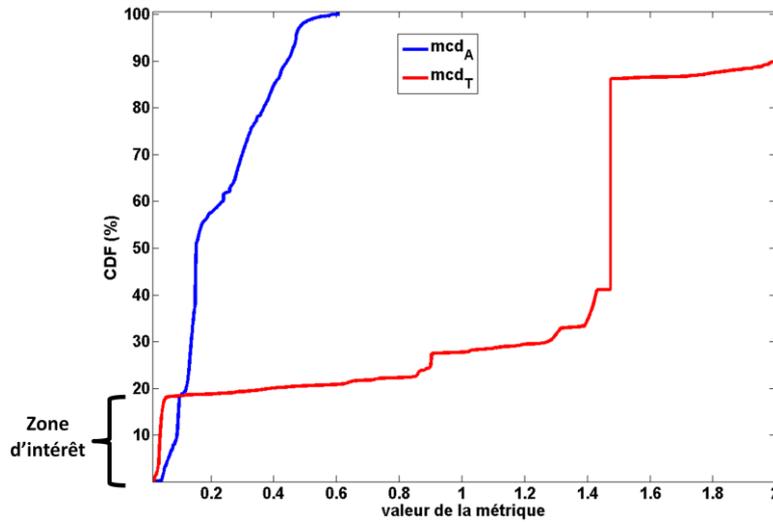


Figure III.4 Exemple représentatif d’une fonction de distribution cumulative des métriques  $mcd_A^m$  et  $mcd_T^m$ .

Il semble alors approprié d’introduire dans le procédé de fusion des MCD 1D, un facteur de pondération  $\alpha$  pour équilibrer leurs contributions relatives. La métrique MCD 2D est alors exprimée de la manière suivante :

$$\mathbf{mcd}^m = \frac{\mathbf{mcd}_A^m + \alpha \cdot \mathbf{mcd}_T^m}{1 + \alpha} \quad \text{III-10}$$

Pour sélectionner la valeur optimal de  $\alpha$ , une étude paramétrique a été menée, à l’issue de laquelle il a été observé que, pour des faibles valeurs de MCD, deux ruptures de pente de la CDF apparaissent, à 1 % et entre 10 % et 20 %. Finalement, il a été trouvé que les meilleures performances sont obtenues avec

$$\alpha = \frac{(\mathbf{mcd}_A)_{10\%} - (\mathbf{mcd}_A)_{1\%}}{(\mathbf{mcd}_T)_{10\%} - (\mathbf{mcd}_T)_{1\%}} \quad \text{III-11}$$

où  $(\mathbf{mcd}_X)_{y\%}$  est la valeur de la  $\mathbf{mcd}_X$  à  $y\%$  de sa fonction de distribution cumulative.

Sur la Figure III.5, les cartographies de la  $\mathbf{mcd}_A$  et de la  $\mathbf{mcd}_T$ , pour un exemple représentatif, sont présentées, respectivement à gauche et à droite, sur l’environnement maillé. Chaque carré correspond à une cellule ; le MS est situé dans la cellule au centre de la carte. L’amplitude de chaque MCD est décrite sur l’échelle de couleur. Pour visualiser plus aisément sur ce type de représentation les cellules d’intérêt, c’est-à-dire ayant des valeurs de métrique faibles, l’échelle est bornée sur une valeur maximale. Dans l’exemple, elle est de 0.1 : ainsi, toutes les cellules présentant une MCD de valeur supérieure ou égale à 0.1 sont en bleu. Les cellules dont les valeurs de la MCD sont les plus faibles sont en rouge.

On peut noter sur ces figures des zones de résurgences. Les termes « résurgences » ou « artéfacts » sont utilisés pour désigner des cellules ou groupement de cellules de la zone d’intérêt qui présentent une fonction de vraisemblance relativement faible, alors qu’elles sont géographiquement éloignées de la cellule correcte, c’est-à-dire celle contenant le MS.

Ce phénomène de résurgence est dû à la définition d’une empreinte partielle définie à partir d’un petit nombre  $N_c$  de rayons sélectionnés, ainsi certaines cellules présentent une empreinte partielle très similaire à celle estimée à partir des mesures des signaux UL. De plus, concernant la  $\mathbf{mcd}_T$ , la synchronisation est effectuée à chaque cellule de l’environnement et de ce fait, les TOA étant relatifs, des résurgences additionnelles peuvent apparaître sur des cellules très éloignées de la cellule correcte.

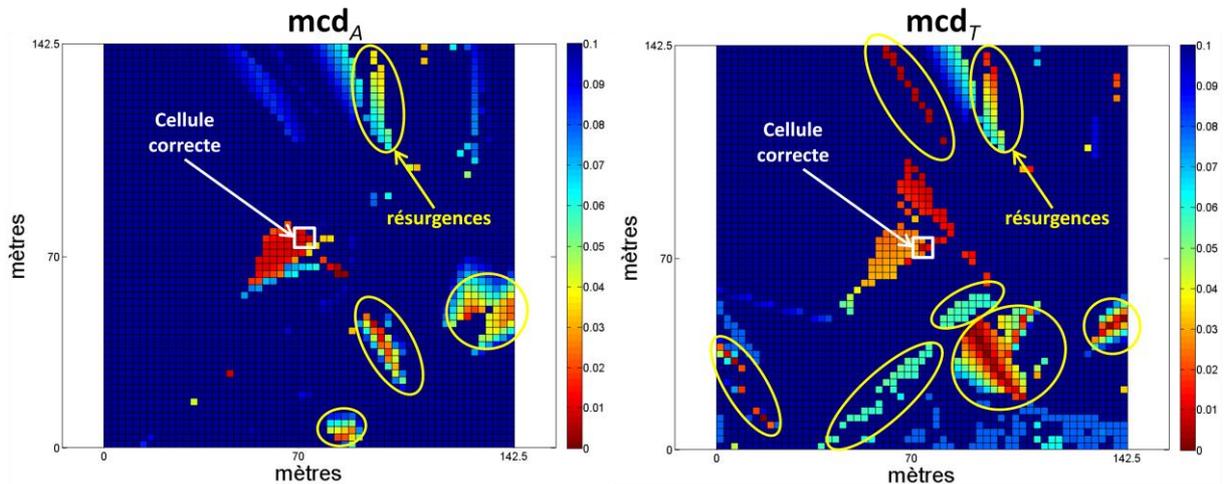


Figure III.5 Illustration sur un exemple du problème de résurgences sur les fonctions de coûts  $\mathbf{mcd}_A$  et  $\mathbf{mcd}_T$

Un filtrage préalable est donc nécessaire pour éliminer ces résurgences additionnelles dues à la synchronisation effectuée sur chaque cellule. On choisira de sélectionner les cellules  $m$  à  $\mathbf{mcd}_A$  les plus faibles, tel que

$$\mathbf{mcd}_A^m < S_{\mathbf{MCD}_A} \quad \text{III-12}$$

où  $S_{\mathbf{MCD}_A}$  représente un seuil de filtrage des cellules les moins vraisemblables dans le domaine angulaire. Une étude paramétrique sur la valeur optimale de  $S_{\mathbf{MCD}_A}$  a montré que choisir une valeur entre 0.05 et 0.15 permet de réduire les erreurs de localisation. Soulignons d’ailleurs que lorsque cette métrique est utilisée pour effectuer du clustering, cela correspond aux valeurs typiques de seuil pour définir le cluster [CZIN06].

Cette étape de filtrage est donc effectuée avant la fusion des métriques  $\mathbf{mcd}_A$  et  $\mathbf{mcd}_T$ .

Le dernier point important est de définir la manière dont on détermine la position finale du MS ou la cellule supposée contenir le MS. Les méthodes probabilistes peuvent être adaptées pour des empreintes de type RSS ou TOA, mais pas pour ce type d’empreinte géométrique, car on ne connaît pas la probabilité à posteriori de l’empreinte. Les méthodes basées sur l’apprentissage statistique ne sont pas non plus adaptées car la base de données est construite à partir d’un modèle déterministe. Il n’y a donc pas de multiples réalisations d’empreintes disponibles à associer à des valeurs-cibles de position. Seules les méthodes déterministes sont adaptées pour les techniques de Fingerprinting basés sur cette signature spatio-temporelle partielle.

La première possibilité envisagée était d’effectuer directement la multilatération dans l’espace, selon la méthode du plus petit polygone, introduite dans le chapitre 1, en sélectionnant un certain nombre de cellules les plus vraisemblables dans l’espace signal, puis en choisissant le meilleur jeu de cellules,

minimisant l'aire du polygone ainsi formé, pour remonter à la position du MS. Toutefois, cette solution mènerait à d'importantes erreurs de position, en raison de la présence de résurgences dans la fonction de coût. On choisira finalement la méthode de **k-Nearest Neighbors** [ROX07], présentée dans la section 2.3.1, pour estimer la position. Les indices  $i_{kNN}$  des **kNN** cellules les plus proches dans l'espace signal sont déterminées en sélectionnant les cellules présentant les plus faibles valeurs de **mcd**. La position du MS est estimée en pondérant chacun des positions des kNN cellules candidates en fonction de la valeur de leurs **mcd** :

$$\hat{\mathbf{x}}_{ms} = \frac{\sum_{k=1}^{kNN} \mathbf{x}_{i_{kNN}(k)} \cdot (\mathbf{mcd}^{i_{kNN}(k)})^{-1}}{\sum_{k=1}^{kNN} (\mathbf{mcd}^{i_{kNN}(k)})^{-1}} \quad \text{III-13}$$

avec  $\mathbf{x}_{i_{kNN}(k)}$  la position en coordonnées cartésiennes de la  $k^{ième}$  cellule sélectionnée par technique k-Nearest Neighbors,  $\mathbf{MCD}^{i_{kNN}(k)}$  la valeur de sa MCD, et  $\hat{\mathbf{x}}_{ms}$  la position estimée du MS. Notons que le nombre de kNN cellules candidates à considérer doit être très petit afin de minimiser le risque de sélectionner des artéfacts, qui augmentent l'erreur de localisation.

Si on souhaite estimer la cellule  $\hat{m}_{MS}$ , supposée contenir le MS, est déterminée par

$$\hat{m}_{MS} = \arg \min_m \|\hat{\mathbf{x}}_{ms} - \mathbf{x}_m\| \quad \text{III-14}$$

#### 4.1.4. Cas de multiples RS

Similairement aux techniques de multilatération, la robustesse et la précision de l'algorithme de localisation peuvent être améliorées en exploitant les multiples liaisons MS-RS. Si  $R$  RS sont déployés, la fonction de vraisemblance **mcd** devient

$$\mathbf{mcd}^m = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R \mathbf{mcd}_r^m \quad \text{III-15}$$

où  $\mathbf{mcd}_r^m$  est la valeur de la **mcd** de la  $m^{ième}$  cellule du  $r^{ième}$  RS.

Notons qu'il s'agit d'une multilatération opérée dans l'espace signal, à partir des fonctions de ressemblance.

## 4.2. Métrique spectrale

### 4.2.1. Description

La fonction de ressemblance géométrique précédemment décrite se base sur une signature partielle des canaux UL et DL. Comme il a été observé, des résurgences risquent d'apparaître. De plus, elle est assujettie aux erreurs d'estimation des rayons par l'HRA. Une métrique complémentaire, basée sur les caractéristiques du canal dans le domaine spectral, peut être proposée pour la localisation. Elle se base sur les signaux spéculaires  $\hat{\mathbf{S}}$  du canal (après avoir extrait la composante DAN du signal reçu, estimée par l'HRA) et resynchronisés dans le domaine fréquentiel ( $\hat{\mathbf{S}}_{synch}^m$ ) par rapport au canal DL associé à la cellule  $m$ .

La transmission se faisant en mode SIMO, un nombre  $M_R$  de signaux UL est mesuré sur le réseau de réception. La diversité spatiale au RS peut être exploitée, et nécessite dans ce cas de

prédire le signal MISO pour les canaux DL. Cependant, la résolution maximale du modèle de lancer de rayons étant d'un mètre, la prédiction des signaux MISO par le modèle ne peut être effectuée, la taille du réseau d'antennes à simuler étant inférieure à la résolution. La synthèse des signaux DL  $\mathbf{S}^m$  se fait alors à partir de la liaison DL point-à-point prédite entre le centre du réseau d'antennes du RS et la cellule  $m$  de l'environnement, en reconstituant le vecteur directeur du réseau et en l'appliquant sur les signaux DL prédits (équation II-4).

La fonction de vraisemblance spectrale, ou métrique spectrale, s'exprime à partir du coefficient de corrélation entre les signaux UL et DL synchronisés pour un couple d'antenne donné. L'équation III-16 donne la formule générale du coefficient de corrélation complexe entre le signal UL mesuré sur l'antenne  $i$  et le signal DL correspondant à la liaison entre l'antenne  $j$  du RS et le centre de la cellule  $m$  :

$$(\mathbf{C}_1)_{i,j}^m = \frac{|\sum_{f=1}^{Mf} \hat{\mathbf{s}}_{synch}^m(f,i) \cdot \mathbf{S}^m(f,j)^*|}{\sqrt{\sum_{f=1}^{Mf} |\hat{\mathbf{s}}_{synch}^m(f,i)|^2 \sum_{f=1}^{Nf} |\mathbf{S}^m(f,j)|^2}} \quad \text{III-16}$$

Cette définition implique la synchronisation entre les signaux à comparer. En cas d'erreur, le signal fréquentiel synchronisé est alors affecté par une rotation de phase qui va biaiser la métrique. On peut envisager également d'ignorer l'information sur la phase, et de calculer la corrélation sur l'enveloppe spectrale des signaux, en modifiant l'équation III-16 :

$$(\mathbf{C}_2)_{i,j}^m = \frac{\sum_{f=1}^{Mf} |\hat{\mathbf{s}}_{synch}^m(f,i)| \cdot |\mathbf{S}^m(f,j)|}{\sqrt{\sum_{f=1}^{Mf} |\hat{\mathbf{s}}_{synch}^m(f,i)|^2 \sum_{f=1}^{Nf} |\mathbf{S}^m(f,j)|^2}} \quad \text{III-17}$$

Les performances des deux méthodes sont analysées dans la partie 5.2.2.1.

#### 4.2.2. Cas d'antennes omnidirectionnelles

Lorsqu'on emploie des réseaux avec antennes omnidirectionnelles, les antennes ont toutes un regard sur le canal complet, avec un déphasage des signaux liés à leurs positions relatives. Pour quantifier le degré de ressemblance entre les signaux UL et DL, on peut exploiter les coefficients de corrélation  $(\mathbf{C})_{i,j}^m$  pour toutes les combinaisons possibles d'antennes en UL et en DL, soit  $M_R^2$  valeurs.

Toutefois, l'erreur de position GPS du récepteur, la résolution limitée du lancer de rayons (1 m) et le maillage de l'environnement engendrent des variations du signal et donc une variation des coefficients de corrélation.

Pour s'affranchir de ces incertitudes sur la position du réseau d'antennes, une solution adaptée à ces problèmes est de ne pas considérer tous les  $M_R^2$  coefficients, puisque certains  $(\mathbf{C})_{i,j}^m$  peuvent présenter de très faibles valeurs bien que  $m$  puisse correspondre à la cellule cible. La méthode finalement choisie, après plusieurs essais comparatifs, est de définir la métrique spectrale par la relation suivante :

$$(\mathbf{m}_{corr})^m = 1 - \max_{i,j} ((\mathbf{C})_{i,j}^m) \quad \text{III-18}$$

Soulignons que dans ce cas, la dimension spatiale n'est exploitée que pour accéder à différents échantillons spatiaux des signaux fréquentiels, et l'information angulaire induite par les déphasages entre les antennes n'est pas utilisée.

### 4.2.3. Cas d'antennes directives

Dans le cas d'antennes directives, chaque antenne a un regard partiel sur le canal, avec une certaine ouverture angulaire. Les signaux reçus sur le réseau présentent non seulement des déphasages dues aux positions des antennes, mais également des atténuations différentes selon les directions d'arrivée des rayons puisque la portion de canal observée n'est pas la même pour deux antennes voisines. Le coefficient de corrélation  $(\mathbf{C})_{i,j}^m$  ne peut être calculé qu'entre un signal reçu sur une antenne en UL et celui prédit sur son antenne analogue en DL, de même orientation.

On a alors  $M_R$  coefficients de corrélation à disposition. Toutefois, la distribution des directions d'arrivée des rayons n'étant pas uniforme sur le réseau (chapitre 2, paragraphe 4.2.4), la puissance totale reçue sur le réseau est donc distribuée sur quelques antennes. Il est donc judicieux de n'exploiter que les  $(\mathbf{C})_{i,i}^m$  des antennes  $i$  recevant le plus de signal. On inclut les indices de ces antennes sélectionnées dans le vecteur  $i_s$ , de longueur  $M_S$ , déterminé par

$$i_s = \text{arg}_i \left\{ \frac{\max_i(P_i)}{P_i} > S_{P_r} \right\} \quad \text{III-19}$$

où  $P_i$  est la puissance totale reçue sur l'antenne  $i$ , et  $S_{P_r}$  un ratio-seuil à fixer pour sélectionner les antennes à considérer. On choisit typiquement un seuil de 10 dB.

La métrique spectrale se définit dans ce cas par la relation

$$(\mathbf{m}_{corr})^m = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{M_S} ((\mathbf{C})_{i_s(i), i_s(i)}^m)}{M_S} \quad \text{III-20}$$

La dimension spatiale est cette fois exploitée, et intègre une information angulaire de part les orientations différentes des antennes. Cette définition peut résoudre les problèmes de masquage non modélisé dans le lancer de rayons, à condition qu'ils ne soient pas présents sur toutes les antennes.

Similairement à la métrique géométrique partielle, la cellule  $\widehat{m}$  supposée contenir le MS est estimée par la méthode de k-Nearest Neighbor à partir de l'équation III-13, en remplaçant  $\mathbf{mcd}$  par  $\mathbf{m}_{corr}$ . Pour le cas de multiples RS, la même méthode que dans le cas de la MCD, définie dans l'équation III-15, est appliquée.

### 4.3. Métrique hybride

Afin d'utiliser conjointement les deux fonctions de ressemblance, géométrique 2D et spectrale, pour améliorer la précision de localisation, la méthode définie en 4.1.3 pour combiner MCD angulaire et temporel est également utilisée pour définir la métrique hybride  $\mathbf{m}_H$  :

$$\mathbf{m}_H^m = \frac{\mathbf{mcd}^m + \alpha(\mathbf{m}_{corr})^m}{1 + \alpha} \quad \text{III-21}$$

avec

$$\alpha = \frac{(\mathbf{mcd}^m)_{ub\%} - (\mathbf{mcd}^m)_{lb\%}}{((\mathbf{m}_{corr})^m)_{ub\%} - ((\mathbf{m}_{corr})^m)_{lb\%}} \quad \text{III-22}$$

$(X)_{y\%}$  est la valeur de la métrique  $X$  à  $y\%$  de sa fonction de distribution cumulative. 1% et 10% sont les bornes basse et haute de l'intervalle sur lequel sont observées les pentes des CDF des métriques. On choisit typiquement les valeurs 1% - 10%, car cela permet d'effectuer la pondération en dehors des zones d'inflexion des courbes de CDF des deux métriques respectives, et ont donné empiriquement de bons résultats.

## 5. Performances théoriques du procédé de localisation en mode non coopératif

Dans cette section, les performances de l'algorithme de localisation sont évaluées en fonction des différents paramètres présentés dans le chapitre 2 section 2.3.3, à savoir la bande passante de transmission, la topologie du réseau d'antennes, le nombre et le type d'antennes utilisées.

Les conditions de simulation sont les suivantes. L'algorithme de localisation est appliqué sur les 800 canaux synthétiques urbains générés par le modèle déterministe, présentés en 2.3.3.1. Afin de simuler une configuration en mode asynchrone, un décalage artificiel fixe  $\Delta t_{synch}$  a été introduit sur les TOA des rayons des canaux synthétiques, avant de reconstituer les signaux UL  $\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}_{sp})$  asynchrones dans le domaine fréquentiel et spatial (équation II-4). Du bruit gaussien est ajouté dans le domaine fréquentiel sur  $\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}_{sp})$  pour construire la matrice d'observation  $\mathbf{X}$  du canal UL. L'algorithme HRA est ensuite appliqué sur cette matrice  $\mathbf{X}$  de signaux bruités et désynchronisés pour estimer les rayons utilisés pour la métrique géométrique. La métrique spectrale est calculée à partir de  $\hat{\mathbf{S}}_{synch}$ , après avoir effectué l'étape de synchronisation (III-6). L'estimation des caractéristiques des rayons du canal étant effectuée sur des réseaux planaires (UCA ou URA), l'information des AOA en élévation est impossible à extraire (cas d'antennes isotropes) ou n'est pas suffisamment précise pour être exploitée par l'algorithme de localisation et ne sera donc pas considérée.

La méthode de synchronisation est tout d'abord considérée en calculant  $\varepsilon_{\Delta t_{synch}}$  puis les performances de chaque métrique sont ensuite évaluées en termes d'erreur de localisation en s'attachant à identifier l'origine des erreurs.

Pour le cas de la localisation avec deux récepteurs, afin d'utiliser des signaux complètement décorrélés et assurer une diversité pour la multilatération, on choisira un RS parmi le premier groupement de 50 positions, et un second dans le deuxième groupement de RS, comme illustré en Figure III.6. Pour une position de MS donné, 2500 réalisations de localisation sont simulées.

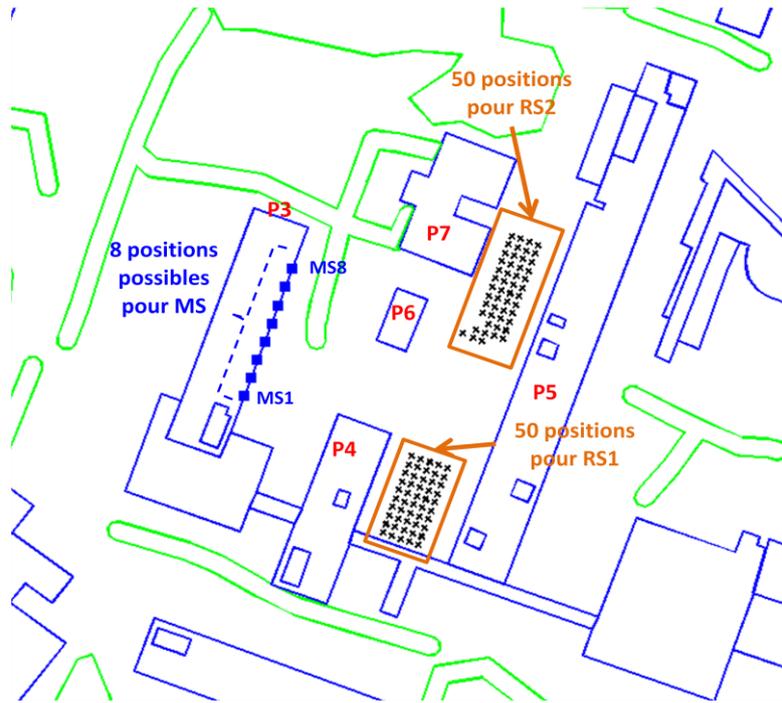


Figure III.6 Vue aérienne de l'environnement schématique de simulation. Les MS sont représentés par des carrés bleus, les RS par des croix noires.

Les paramètres fixes utilisés pour la simulation sont résumés dans le Tableau III-1 suivant :

Tableau III-1 Paramètres de simulation

|  |  |
|--|--|
| <b>Mode de polarisation de la transmission</b>         | VV   |
| $N_{UL_{synch}}$                                       | 3  |
| $N_{DL_{synch}}$                                       | 3  |
| $N_{UL}$   | 3  |
| $N_{DL}$   | 3  |
| $N_c$ (nombre de rayons utilisés pour la localisation) | 2  |
| <b>Seuil de filtrage <math>S_{MCD_A}</math></b>        | 0.1  |
| <b>kNN</b>   | 1 (sauf indication contraire)                  |
| <b>SNR</b>   | 20 dB (sauf indication contraire)              |
| <b>Surface de l'environnement</b>                      | 142.5 m x 142.5 m,<br>maillée en 3249 cellules |
| <b>Taille d'une cellule</b>                            | 2.5 m x 2.5 m                                  |

### 5.1. Performances de la méthode de synchronisation

Le calcul de l'erreur de synchronisation s'effectue en comparant le décalage de synchronisation exacte  $\Delta t_{synch}$  avec le décalage de synchronisation  $\widehat{\Delta t}_{synch}^m$  estimé pour  $m = m_{MS}$ , c'est-à-dire la cellule correcte contenant le MS :

$$\varepsilon_{\Delta t_{synch}} = \left| \Delta t_{synch} - \widehat{\Delta t}_{synch}^{m_{MS}} \right| \quad \text{III-23}$$

Sur les 800 canaux synthétiques, cette erreur est évaluée pour un réseau UCA avec antennes patch. La Figure III.7 et la Figure III.8 présentent les fonctions de distribution cumulatives de  $\varepsilon_{\Delta t_{synch}}$ ,

respectivement en fonction du nombre d’antennes pour une bande passante de 22 MHz, et en fonction de la bande passante de mesure pour une taille de réseau UCA de 12 antennes patch.

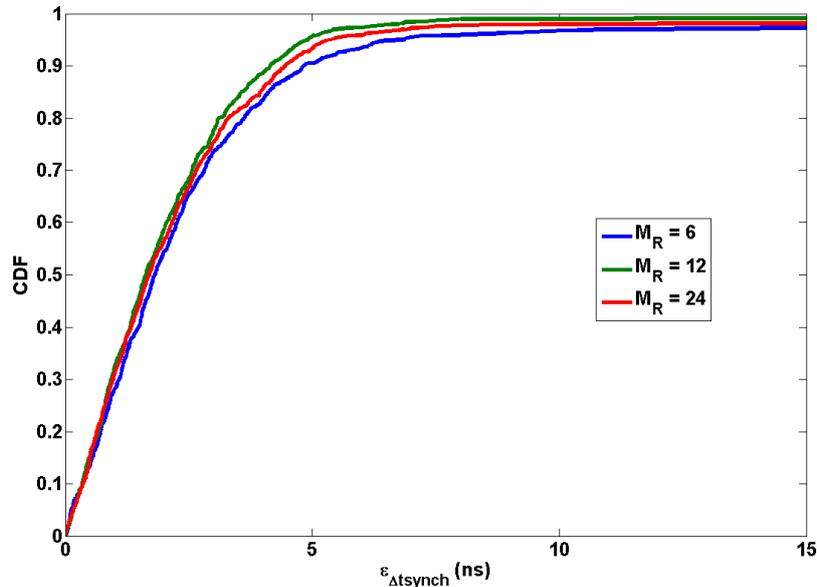


Figure III.7 Erreur de synchronisation en fonction du nombre d’éléments patch. Réseau UCA, bande passante de 22 MHz.

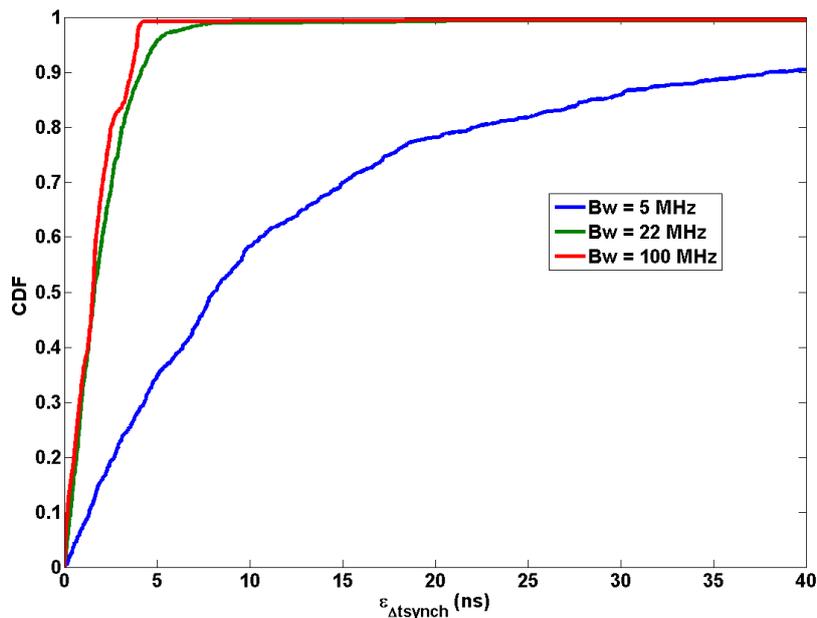


Figure III.8 Erreur de synchronisation en fonction de la bande passante de transmission. Réseau UCA 12 patch

La valeur de l’erreur de synchronisation à 90% de la CDF est de 4.8 ns, 4.1 ns et 4.3 ns lorsque la synchronisation est effectuée avec un réseau de 6, 12 et 24 antennes respectivement. L’erreur de synchronisation diminue lorsque le nombre d’éléments du réseau augmente.

Concernant l’évolution en fonction de la bande de transmission, l’erreur  $\epsilon_{\Delta t_{synch}}$  dans 90 % est respectivement inférieure à 38.2 ns et 3.6 ns, pour une bande de 5 MHz ou de 100 MHz. Cette erreur diminue beaucoup plus rapidement avec l’augmentation de la bande de transmission.

L'erreur de synchronisation est principalement liée à l'erreur d'estimation du TOA du rayon utilisé pour la synchronisation. Elle est donc beaucoup plus sensible à la bande passante. Toutefois, comme la synchronisation s'effectue dans le domaine angulaire, elle est également sensible au nombre d'antennes, mais de façon moins marquée.  $\varepsilon_{\Delta t_{synch}}$  peut également être due à un mauvais appairage rayon UL/rayon DL, générant des erreurs beaucoup plus élevées. On note une précision satisfaisante de 4.1 ns à 90 %, dans le cas d'un réseau de 12 antennes patch avec une bande de 22 MHz.

Notons que lorsque les erreurs d'estimation sont faibles, ce qui est par exemple le cas avec un réseau UCA de 12 éléments et une bande passante de 22 MHz, l'erreur d'appairage ne se produit que dans de rares situations, illustrés sur la Figure III.9 et détaillées ci-après:

- Configuration n°1 : Le canal UL présente un rayon LOS et une diffraction rasante sur une arête verticale dans le voisinage de la liaison LOS. Une erreur d'estimation couplée à cette configuration peut entraîner un mauvais appairage. Toutefois, l'erreur de synchronisation résultante est très faible car les TOA des deux rayons appariés sont très proches.
- Configuration n°2 : Le canal UL présente un rayon LOS dont l'AOA est très proche de celle d'un rayon NLOS issu de multiples interactions spéculaires. Toutefois, la probabilité de choisir cette paire est assez faible car seuls les rayons les plus énergétiques du canal sont sélectionnés. L'amplitude du rayon NLOS à deux interactions est faible et ce sont le plus souvent les rayons ayant subi une seule interaction qui sont considérés pour l'étape de synchronisation.
- Configuration n°3 : Le canal UL présente deux rayons NLOS, d'AOA similaires, ayant subi le même nombre d'interactions spéculaires mais dont les TOA diffèrent. Cela peut être par exemple deux NLOS à une interaction ou deux NLOS à deux interactions. Dans ces cas malchanceux, le problème de synchronisation a le plus de probabilité d'arriver s'il est couplé à des erreurs d'estimation en AOA.

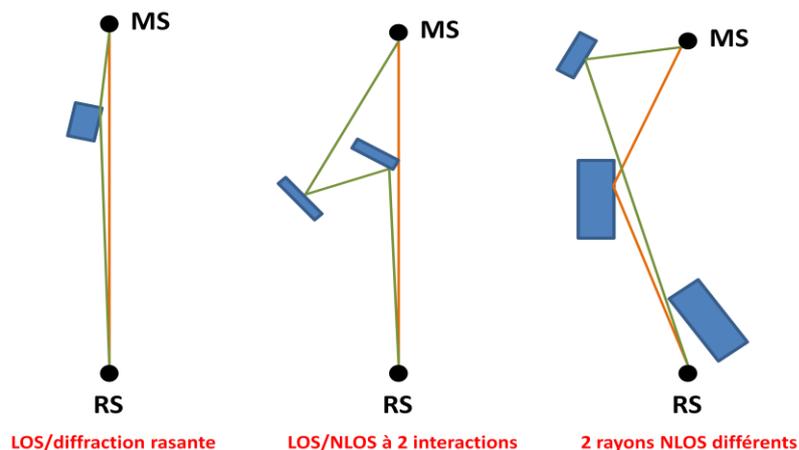


Figure III.9 Exemple de cas particuliers théoriques où une synchronisation purement angulaire sur un rayon peut être erronée si couplée avec une erreur d'estimation

## 5.2. Etude paramétrique des performances de la méthode de localisation

### 5.2.1. Métrique géométrique partielle

#### 5.2.1.1. Métriques géométriques partielles 1D et 2D

Le résultat de simulation est obtenu une bande passante de 22 MHz, un réseau UCA de 12 patch, et une position MS4 et RS 40, précisées sur la Figure II.4. La Figure III.10 illustre la fusion de  $mcd_A$  (Figure III.10 a) et  $mcd_T$  (Figure III.10 b) pour former la  $mcd$  2D (Figure III.10 c) à partir de l'équation III-10.

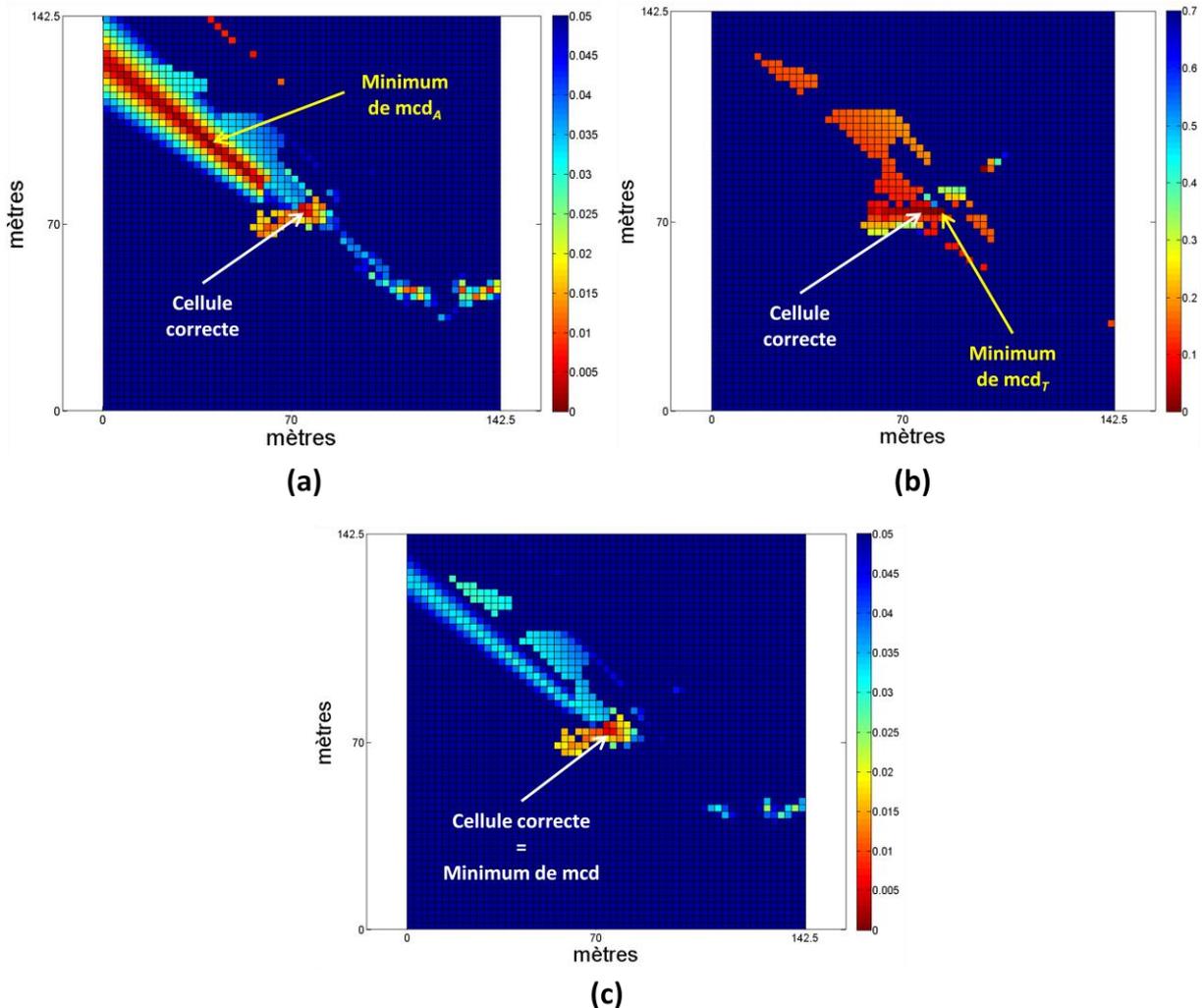


Figure III.10 Exemple de cartographies  $mcd_A$  (a),  $mcd_T$  (b) et  $mcd$  2D (c), obtenues pour la liaison MS4 RS40. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz.

Dans cette exemple, l'erreur obtenue avec la MCD angulaire seule est de 41 m ; l'erreur avec la MCD temporelle est de 10 m. L'apport de la diversité d'empreinte est nettement visible, et permet d'estimer correctement la cellule cible. Elle peut être vue comme une bilatération dans l'espace signal.

Etant donné qu'il s'agit d'une empreinte **partielle** du canal, des problèmes d'artéfacts peuvent être rencontrés de manière aléatoire selon le canal UL estimé. Par exemple, les fonctions de

vraisemblance  $mcd_A$  et  $mcd_T$  peuvent présenter chacune une zone concentrée autour de la cellule correcte, c'est le cas pour l'exemple illustré sur la Figure III.11. Cela signifie que, dans ce scénario de propagation, il y a peu de canaux DL candidats, c'est-à-dire dont les rayons dominants présentent les mêmes caractéristiques spatio-temporelles que ceux du canal UL estimé.

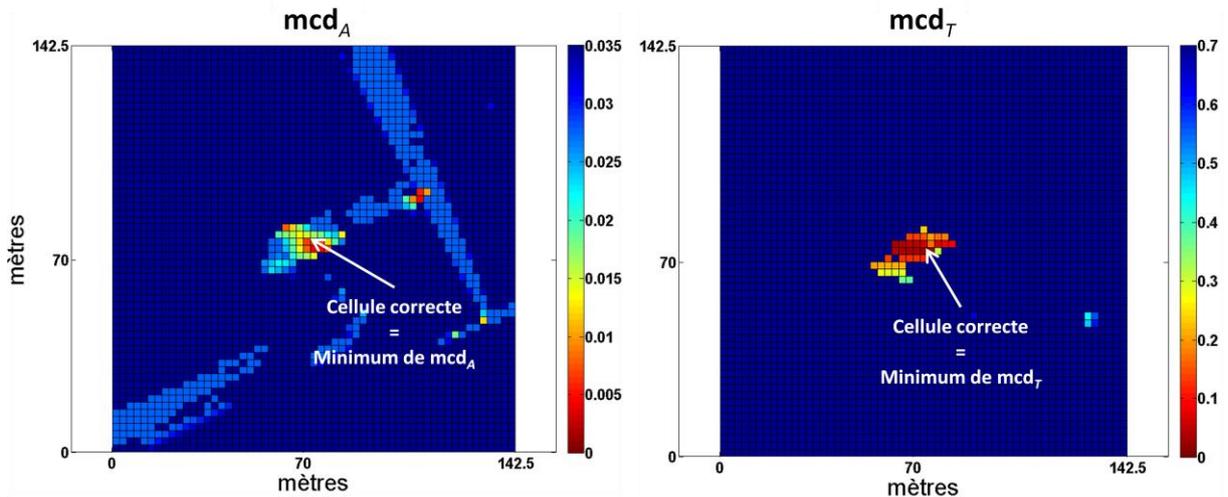


Figure III.11 Exemple de cartographies  $mcd_A$  et  $mcd_T$ , obtenues pour la liaison MS4 RS82. Il n'y a aucune erreur de localisation.

A l'inverse, il n'est pas rare de se trouver dans un cas de figure où le canal partiel UL a de nombreux artéfacts en DL : c'est le cas de l'exemple illustré sur la Figure III.12.

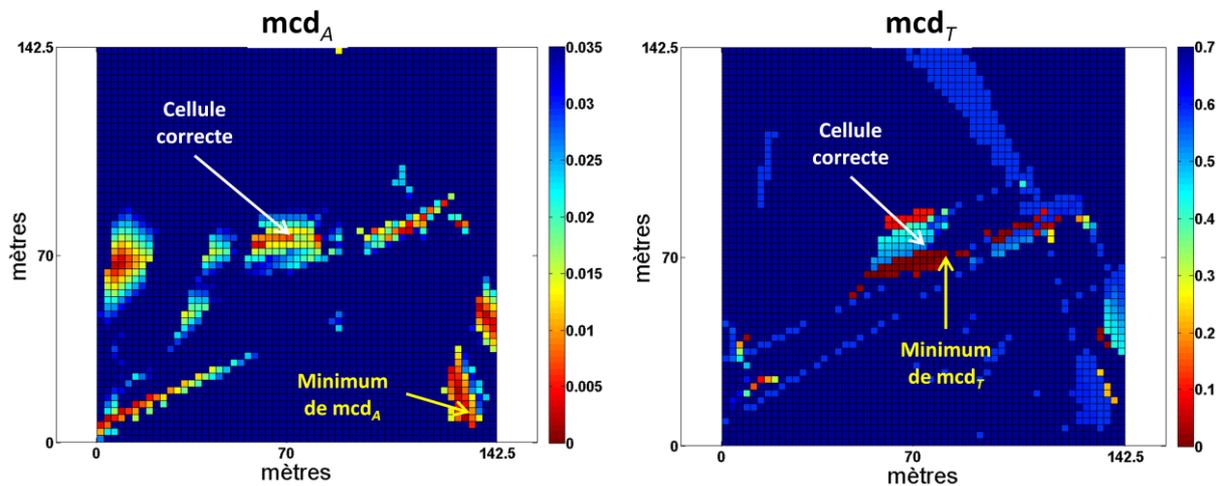


Figure III.12 Exemple de cartographies  $mcd_A$  et  $mcd_T$ , obtenues pour la liaison MS4 RS85. Erreurs de localisation : 86.6 m ( $mcd_A$ ) et 7.9 m ( $mcd_T$ ).

La Figure III.13 présente les performances comparées des précisions de localisation obtenues avec 1 RS et 2 RS, pour  $mcd_A$ ,  $mcd_T$  et  $mcd$ , dans le cas d'un réseau UCA 12 patch et d'une bande passante de 22 MHz, pour les 8 positions possibles de MS.

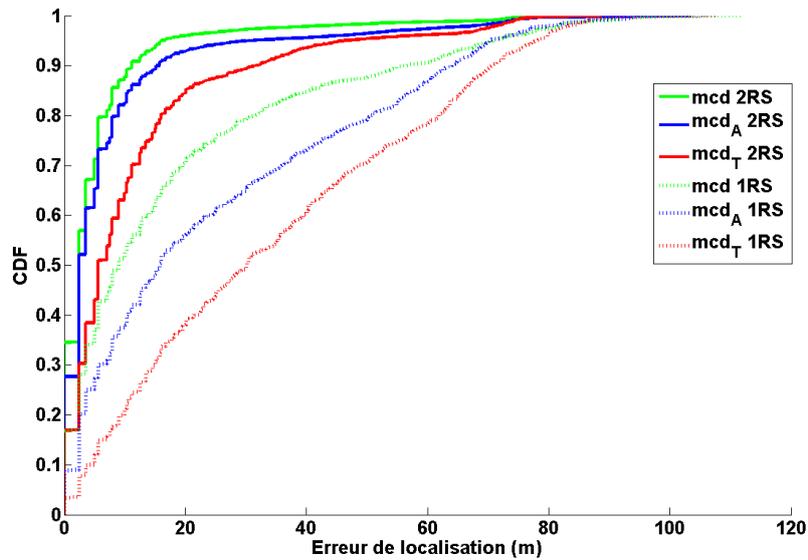


Figure III.13 Fonction de distribution cumulative de l'erreur de localisation par  $mcd$ ,  $mcd_A$  et  $mcd_T$ , avec 1 RS et 2 RS. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz. 8 positions possibles pour MS.

Les performances avec un seul récepteur sont relativement faibles, avec un pourcentage d'erreur de localisation inférieur ou égal à 5 m égale à 14.9 %, 30.1 % et 42.7 %, pour la  $mcd_T$ , la  $mcd_A$  et la  $mcd$ . L'erreur médiane de localisation est respectivement de 30.2 m, 15.8 m et 9 m.

Avec l'emploi de deux récepteurs, le pourcentage d'erreur de localisation  $\leq 5$  m est de 51 %, 73.3 % et 79.7 %, et l'erreur médiane de localisation passe à 5.6 m, 2.5 m et 2.5 m, respectivement pour la  $mcd_T$ , la  $mcd_A$  et la  $mcd$ .

On note une nette amélioration des performances de localisation avec la diversité de métriques géométriques. La multilatération par l'emploi de deux récepteurs améliore fortement la précision de localisation.

Notons au passage que la métrique  $mcd_T$  est moins performante que la  $mcd_A$ , en raison du nombre plus faible de TOA relatifs contenus dans les signatures des canaux UL et DL.

Concernant l'influence de kNN sur l'erreur de localisation, la Figure III.14 présente la CDF de l'erreur de localisation par MCD (2D) obtenue avec deux récepteurs lorsqu'on augmente la valeur de kNN pour estimer la cellule contenant le MS. La CDF des erreurs de localisation inférieures ou égales à 5 m est de 79.7 %, 66.9 % et 51 %, respectivement pour kNN=1, kNN=20 et kNN=40. Pour ces mêmes valeurs de kNN, la CDF à 90 % est obtenue respectivement pour des erreurs de 11.2 m, 15.8 m, et 20.2 m. Effectivement, avec la présence de résurgences sur la cartographie des métriques, un nombre élevé de k-Nearest Neighbors sélectionnés risque d'englober des cellules à  $mcd$  faible éloignées.

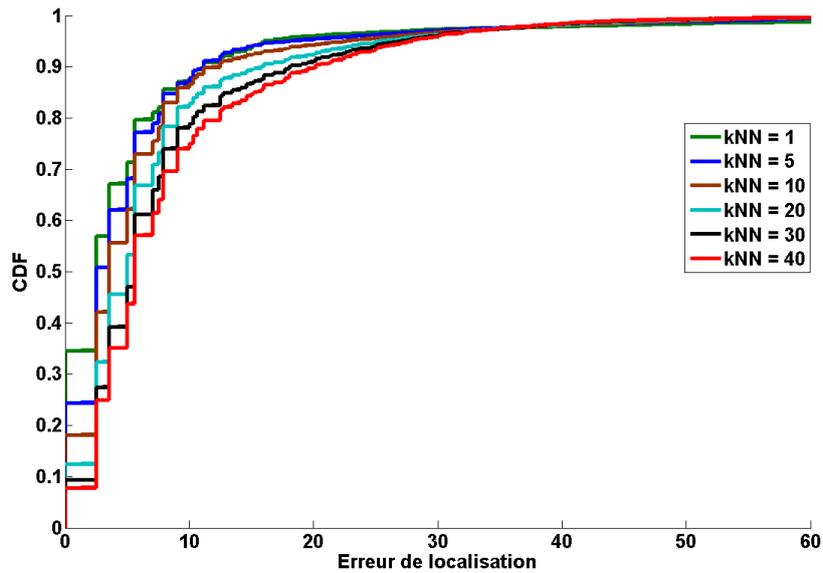


Figure III.14 Fonction de distribution cumulative de l’erreur de localisation par MCD en fonction de kNN. Obtenu avec 2 RS, avec un réseau de 12 éléments patch et une bande passante de 22 MHz.

### 5.2.1.2. Etude paramétrique des performances de la localisation par MCD 2D

Dans cette étude paramétrique, les performances de localisation par MCD sont comparées en fonction de la bande passante, du nombre d’antennes, de la topologie du réseau planaire employé et du type d’antenne. L’étude statistique est réalisée sur les 100 positions du RS, pour une position donnée du MS (position centrale n°4), soit 100 réalisations avec 1 RS ou 2500 réalisations avec 2 RS.

La Figure III.15 présente l’erreur de localisation dans le cas d’un réseau UCA 12 patch, pour 1 RS puis 2RS, suivant la bande de transmission. La précision à 5 mètres est obtenue pour 12 %, 36 % et 47 % des réalisations avec un seul récepteur, et pour 39 %, 77.4 % et 92.6 % des réalisations avec deux récepteurs, respectivement pour 5 MHz, 22 MHz et 100 MHz de bande.

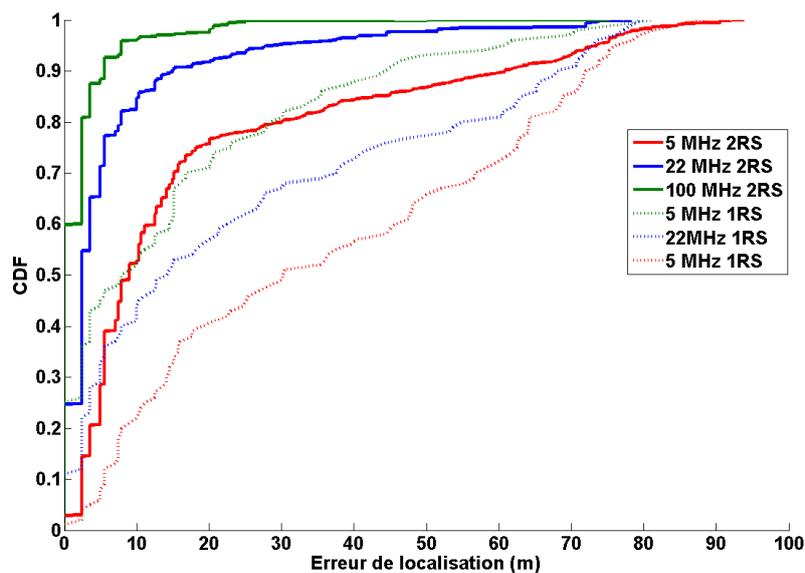


Figure III.15 Fonction de distribution cumulative de l’erreur de localisation par MCD en fonction de la bande passante. Réseau UCA 12 patch.

La Figure III.16 présente l'erreur en fonction du nombre d'éléments dans le réseau UCA patch pour une localisation avec 1 RS et 2 RS. La précision à 5 mètres est obtenue pour 28 %, 36 % et 37 % des réalisations lors d'une localisation mono-récepteur, et est de 68.6 %, 77.4 % et 77 %, respectivement pour un nombre d'antennes égal à 6, 12 et 24.

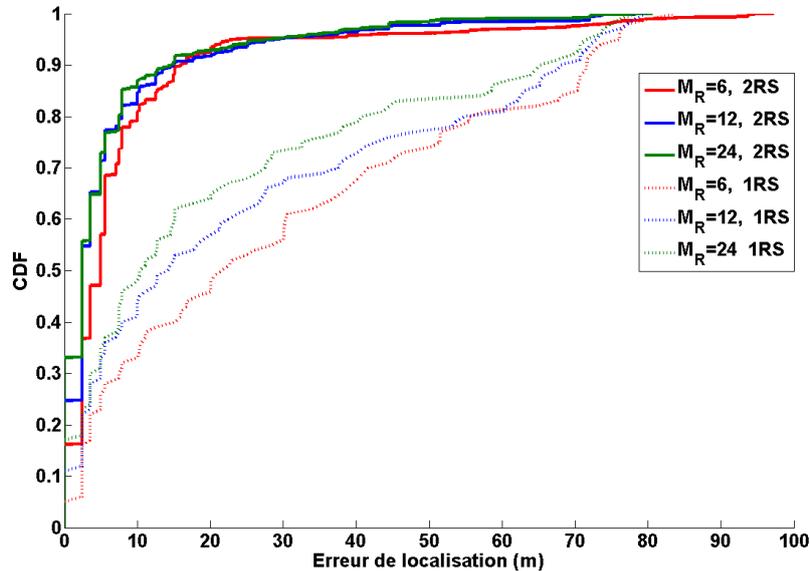


Figure III.16 Fonction de distribution cumulative de l'erreur de localisation par MCD en fonction du nombre d'antennes. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz.

Concernant l'influence du réseau d'antennes, la Figure III.17 présente les performances obtenues avec un réseau UCA de 12 patch, un réseau UCA de 12 antennes isotropes et un réseau URA de 12 antennes isotropes. La précision de localisation à 5 mètres est obtenue respectivement pour 36 %, 40 % et 39 % des réalisations lorsqu'un seul récepteur est employé. Avec deux récepteurs, la précision à 5 mètres passe respectivement à 77.4 %, 79 % et 83.7 %.

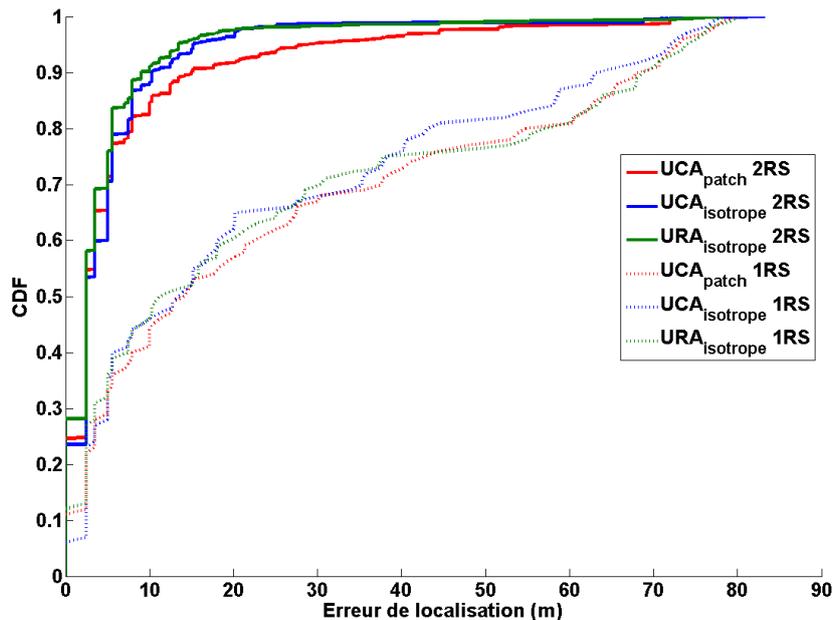


Figure III.17 Fonction de distribution cumulative de l'erreur de localisation par MCD en fonction de la structure du réseau et du type d'antenne utilisé. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz.

En conclusion, une diminution de la bande dégrade sévèrement les performances de localisation. Le nombre d'éléments du réseau UCA patch influence également les performances de localisation, mais de manière moins sévère. L'utilisation d'antennes directives diminue légèrement la précision de localisation, en raison des erreurs liées à l'intégration du diagramme de rayonnement dans l'estimateur HRA. On note toutefois des performances similaires quel que soit le type de réseau planaire employé. Ces observations sont à relier directement avec l'erreur d'estimation moyenne sur les  $N_C$  rayons appariés qui sont utilisés pour la localisation.

### 5.2.1.3. Synthèse des performances de la MCD

Une synthèse de cette étude paramétrique est donnée dans le Tableau III-2. Pour faciliter l'interprétation des résultats, les performances de l'algorithme d'HRA des  $N_C$  rayons exploités en termes de RMSE et de précision à 90% de la CDF sont rappelées dans les deux premières colonnes du tableau.

Tableau III-2 Synthèse des performances de localisation obtenues avec la métrique MCD 2D

| Configuration             | ESTIMATION DES CARACTERISTIQUES DU CANAL     |                        | LOCALISATION              |      |                                    |      |          |      |                     |        |
|---------------------------|--|------------------------|---------------------------|------|------------------------------------|------|----------|------|---------------------|--------|
|                           | RMSE de l'erreur moyenne d'estimation (ns/°) | Précision à 90% (ns/°) | Localisation correcte (%) |      | Erreur moyenne de localisation (m) |      | RMSE (m) |      | Précision à 90% (m) |        |
|                           |  |                        | 1 RS                      | 2 RS | 1 RS                               | 2 RS | 1 RS     | 2 RS | 1 RS                | 2 RS   |
| Bw=5 MHz, UCA12 patch     | 20.4 ns/7.7°                                 | <30 ns/<11°            | 1                         | 3    | 36.5                               | 18.5 | 44.9     | 28.9 | < 72                | < 60.9 |
| Bw=22 MHz, UCA12 patch    | 1.8 ns/3.8°                                  | <2.7 ns/<3.8°          | 11                        | 24.7 | 25.5                               | 6.6  | 36.3     | 13.6 | < 68                | < 15   |
| Bw=100 MHz, UCA12 patch   | 0.3 ns/1.5°                                  | <0.4 ns/<1.4°          | 25                        | 60   | 15.9                               | 2    | 25.1     | 4.6  | < 44.3              | < 5.6  |
| Bw=22 MHz, UCA6 patch     | 3.8 ns/6.1°                                  | <4.1 ns/<7.5°          | 5                         | 16.2 | 29.9                               | 8.4  | 39.7     | 17.6 | < 71.6              | < 16   |
| Bw=22 MHz, UCA24 patch    | 3.7 ns/8°                                    | <2.8 ns/<3.2°          | 17                        | 33.1 | 21.6                               | 6    | 32.4     | 12.4 | < 65.2              | < 14.6 |
| Bw=22 MHz, UCA12 isotrope | 1.7 ns/1.6°                                  | <2.4 ns/<2.4°          | 6                         | 23.5 | 23.3                               | 5.2  | 33.5     | 10   | < 63.1              | < 10.3 |
| Bw=22 MHz, URA12 isotrope | 1.5 ns/1.7°                                  | <2 ns/<2.8°            | 12                        | 28.1 | 24.5                               | 4.5  | 35.9     | 9.4  | < 68.8              | < 9    |

Le tableau de synthèse met clairement en évidence des erreurs de localisation à 90% de la CDF avec 1 RS supérieures à 45 m quelque soit la configuration envisagée. Ces valeurs sont largement supérieures à la précision souhaitée de quelques mètres. Par la suite, le système de localisation sera composé de 2 RS.

De plus, les erreurs de localisation par MCD sont principalement liées :

- aux erreurs d'estimation des AOA et des TOA, avec une influence plus forte de l'erreur angulaire due à la contribution plus forte des AOA dans la signature du canal, et à la synchronisation basée sur la vraisemblance dans le domaine angulaire.
- aux résurgences dans la fonction de coût, liée au fait que l'on n'exploite qu'une partie des rayons du canal. L'exploitation d'un nombre  $N_C$  plus important de rayons risque en pratique d'engendrer une augmentation de l'erreur de localisation liée à une augmentation d'erreur d'appariage (voir chapitre 2 paragraphe 4.2.4) quelque soit la cellule, y compris la cellule

cible, par manque de correspondance entre tous les rayons expérimentaux exploités et ceux prédits.

### 5.2.2. Métrique spectrale

#### 5.2.2.1. Méthode de corrélation

Les valeurs de la corrélation complexe et corrélation d'enveloppe sont représentées sur la zone maillée respectivement sur Figure III.18 (a) et (b). La fonction de vraisemblance  $\mathbf{m}_{corr}$  basée sur l'enveloppe présente beaucoup plus d'artéfacts : la probabilité de rencontrer des cellules ayant une signature complexe similaire à celle obtenue pour la cellule cible est plus faible que dans le cas où la signature est basée sur l'enveloppe du signal.

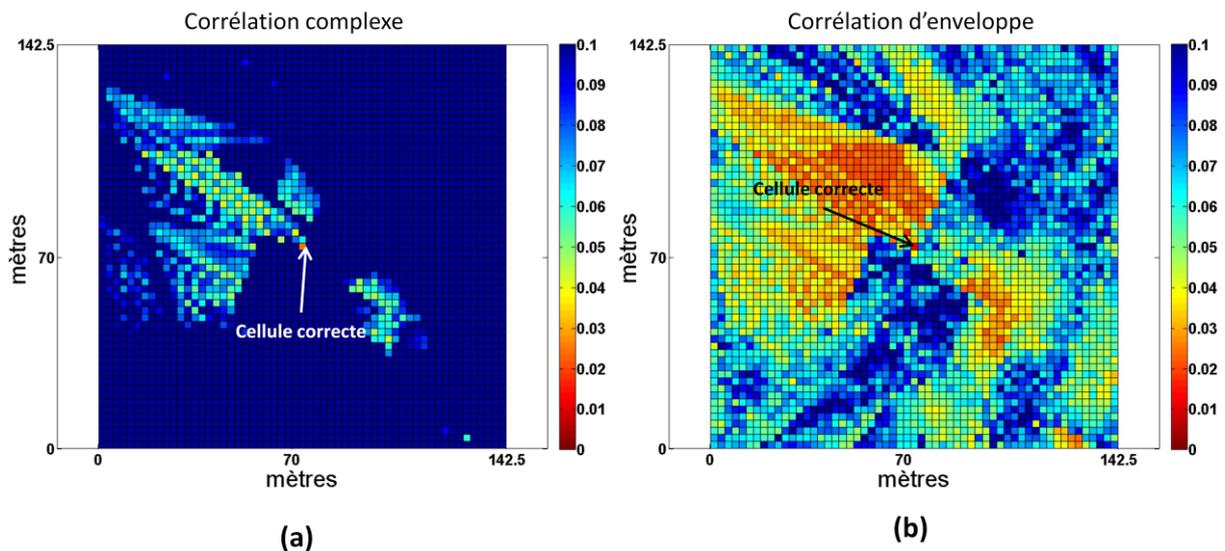


Figure III.18 Exemple de cartographies de métrique spectrale obtenue par corrélation complexe (a) et par corrélation d'enveloppe (b). Liaison MS4-RS50, bande passante 22 MHz, réseau UCA 12 patch.

Dans cet exemple, un minimum net est visible sur la fonction de coût basée sur la corrélation complexe. La fonction de coût basée sur l'enveloppe présente un ensemble important de cellules ayant une faible valeur de  $\mathbf{m}_{corr}$  (en orange).

Pour confirmer cette observation, une étude statistique est réalisée. La Figure III.19 présente les performances comparées de la localisation basée sur la corrélation classique complexe et sur la corrélation d'enveloppe, pour les 8 positions possibles de MS, lorsqu'un réseau UCA 12 patch est utilisé au niveau des 2 RS. Rappelons que la corrélation d'enveloppe permet de s'affranchir du problème de synchronisation entre les signaux prédits et mesurés.

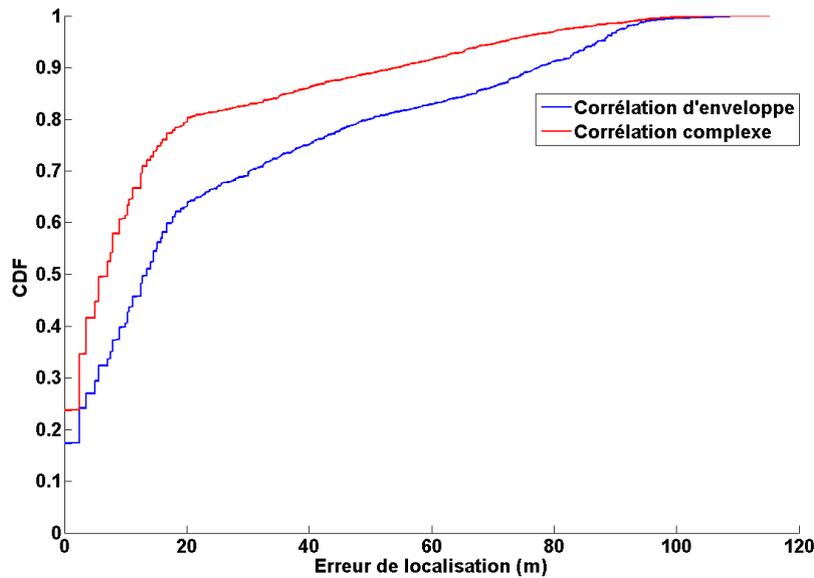


Figure III.19 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation selon la méthode de corrélation fréquentielle. Obtenu avec 2 RS, bande passante 22 MHz, réseau UCA 12 patch.

La précision à 5 mètres diminue de 49.6 % à 32.4 % et l'erreur moyenne augmente de 15.5 m à 25.4 respectivement pour la corrélation complexe et corrélation d'enveloppe.

Par la suite, la métrique spectrale sera basée sur la corrélation du signal complexe.

#### 5.2.2.2. Etude paramétrique des performances de la localisation par métrique spectrale

Dans cette sous-partie, l'impact de facteurs tels que la bande de transmission, le nombre d'antennes, le type d'antenne utilisé et le SNR sur les performances de localisation par la métrique spectrale est évalué pour la position centrale n°4 du MS.

La Figure III.20 présente l'erreur de localisation avec un réseau UCA 12 patch pour 5 MHz, 22 MHz et 100 MHz de bande passante. La précision à 5 mètres est respectivement de 79 %, 96 % et 98 % avec un récepteur, et de 45.9 %, 98.2 % et 96.2 % avec deux récepteurs.

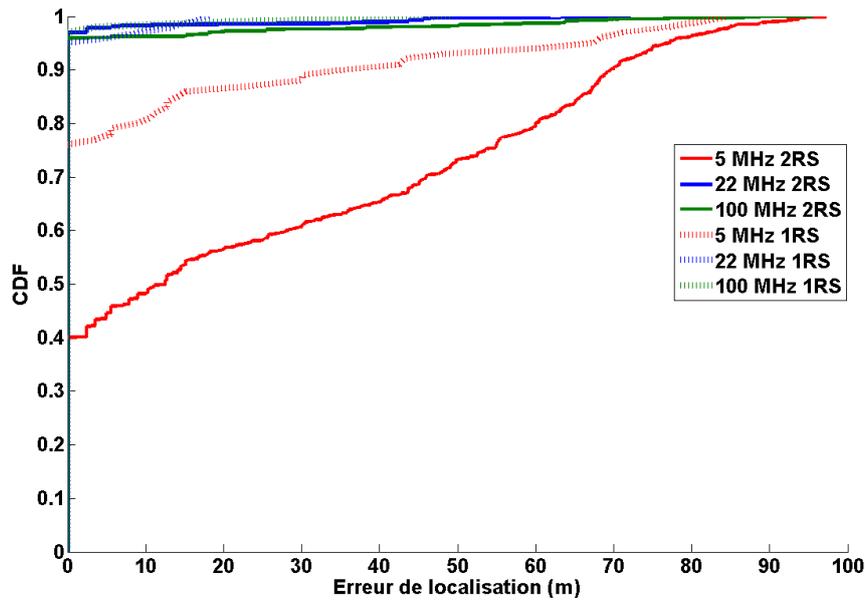


Figure III.20 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation selon la bande passante. Réseau UCA 12 patch.

Les performances sont sensiblement les mêmes pour 22 MHz et 100 MHz de bande passante, mais fortement dégradées pour une bande de 5 MHz. On note par ailleurs que, dans le cas de 5 MHz, les performances avec 2 RS sont moins bonnes qu'avec 1 RS.

Pour justifier ces résultats qui peuvent paraître surprenants, un exemple est illustré sur la Figure III.21 (b) et (c), pour le point MS4, représentant les cartographies de  $\mathbf{m}_{corr}$  obtenues respectivement aux positions 2 et 50 du RS. Leurs CDF sont données en Figure III.21 (a). Des résurgences apparaissent pour le RS 2, impliquant une probabilité d'apparition élevée de valeurs de  $\mathbf{m}_{corr}$  faible. La fonction de coût présente une évolution douce de ses valeurs faibles (Figure III.21 (a)) et est donc très sensible. Ce n'est pas le cas pour le RS 50, dont la  $\mathbf{m}_{corr}$  présente une évolution abrupte autour de leurs valeurs faibles, et donc peu de résurgences. Dans chacun des cas pris séparément, la cellule est correctement estimée mais le croisement des deux métriques engendre une erreur de localisation, car la métrique avec résurgences va dégrader la métrique avec 2 RS, qui sera alors sensible et facilement assujettie aux erreurs de sélection de la cellule estimée du MS.

L'abondance de résurgences, illustrée en Figure III.21 (b) est due à la non-unicité du canal UL, reconstitué sur une bande passante finie et resynchronisé sur chaque cellule.

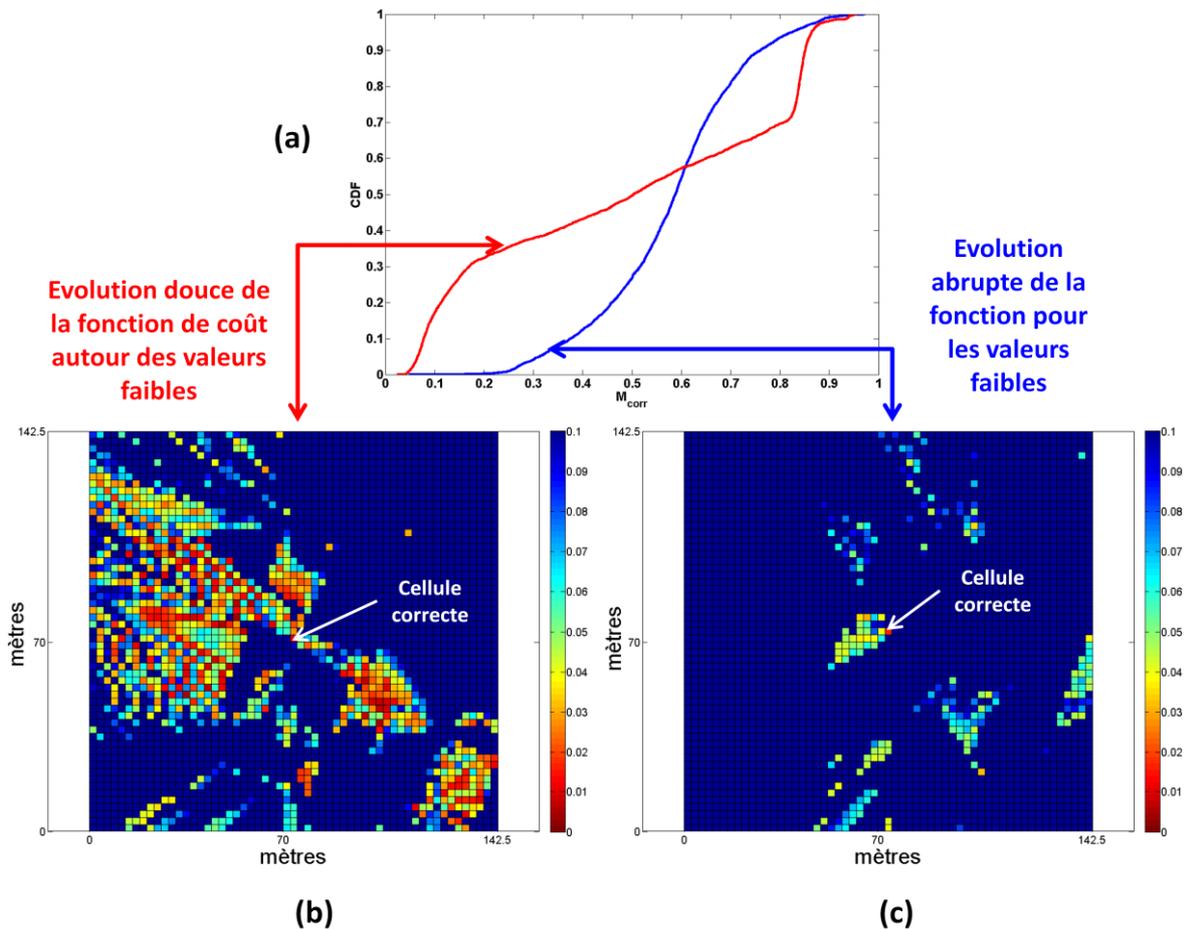


Figure III.21 Illustration d'un cas où la localisation avec 2 RS se dégrade. Position n°4 du MS. et RS50. Cartographies de  $m_{corr}$  obtenue au RS 2 (b) et au RS 50 (c), en parallèle avec leurs CDF (a).

La Figure III.22 met en évidence l'impact du type d'antennes utilisées sur l'erreur de localisation. La précision à 5 mètres est obtenue sur 98.2 % des réalisations avec des antennes directives, contre 93 % avec des antennes isotropes, avec l'emploi de deux récepteurs.

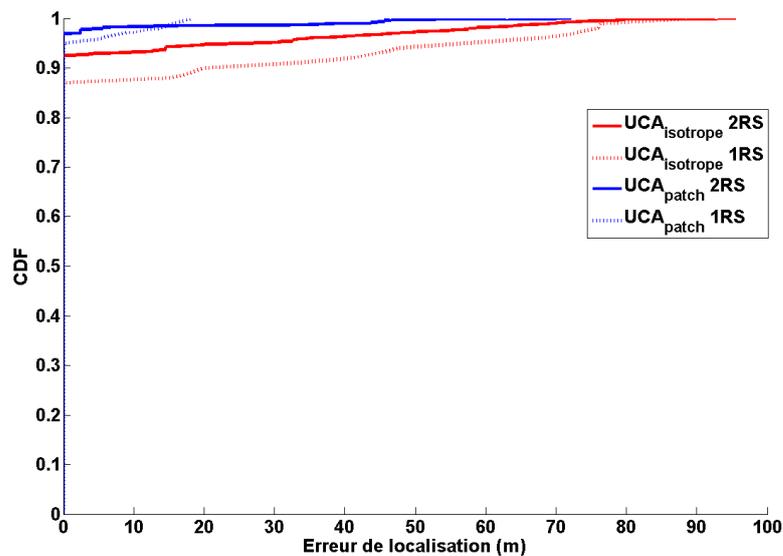


Figure III.22 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation selon le type d'antennes utilisées. Réseau UCA avec 12 éléments.

Les performances sont légèrement meilleures avec l’emploi d’antennes directives. Cela est dû à la méthode de calcul du coefficient de corrélation, qui exploite les coefficients de corrélation sur les antennes recevant le plus de signal. Comme précédemment expliqué, l’information angulaire, à travers la corrélation entre antennes directives UL et DL ayant la même orientation, est implicitement intégrée dans la métrique spectrale. Dans le cas d’antennes isotropes, la dimension angulaire n’est pas exploitée, et seul le coefficient de corrélation maximal entre toutes les combinaisons d’antennes possibles est considéré.

Concernant le nombre d’éléments dans le réseau utilisé, on note une précision à 5 mètres de 93.8 %, 98.2 % et 92.1 %, respectivement pour 6, 12 et 24 antennes utilisées, avec deux récepteurs équipés de réseaux UCA patch. Ces performances sont directement liées à l’erreur de synchronisation, reportée dans le Tableau III-3.

Quant à l’influence du SNR, sachant que le signal fréquentiel complexe mesuré est moyenné sur les observations bruitées du canal, les résultats de simulation sont similaires pour des SNR moyens de 10, 20 et 30 dB.

### 5.2.2.3. Synthèse sur les performances de la métrique spectrale

Le Tableau III-3 résume les performances de la métrique spectrale basée sur la corrélation complexe, pour la position n°4 du MS, mises en parallèle avec les performances de la méthode de synchronisation. Le pourcentage de localisation correcte étant supérieur à 90%, la précision à 90% est inférieure à la taille d'une cellule (2.5x2.5m<sup>2</sup>).

Tableau III-3 Synthèse des performances de localisation obtenues avec la métrique  $m_{corr}$

|                                | SYNCHRONISATION                   |                                     | LOCALISATION              |      |                                    |      |          |      |                     |       |
|--------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|---------------------------|------|------------------------------------|------|----------|------|---------------------|-------|
|                                | RMSE de l’erreur de synchro. (ns) | Précision de la synchro. à 90% (ns) | Localisation correcte (%) |      | Erreur moyenne de localisation (m) |      | RMSE (m) |      | Précision à 90% (m) |       |
|                                |                                   |                                     | 1 RS                      | 2 RS | 1 RS                               | 2 RS | 1 RS     | 2 RS | 1 RS                | 2 RS  |
| Bw=5 MHz, UCA12 patch          | 69.5 ns                           | < 54.2 ns                           | 76                        | 40.1 | 8.6                                | 26   | 22       | 39.1 | <35.3               | <69.5 |
| Bw=22 MHz, UCA12 patch         | 21.6 ns                           | < 3.1 ns                            | 95                        | 97   | 0.6                                | 0.7  | 3        | 5.6  | <2.5                | <2.5  |
| Bw=100 MHz, UCA12 patch        | 31.1 ns                           | < 0.6 ns                            | 97                        | 96   | 0.7                                | 1.7  | 5.3      | 9.9  | <2.5                | <2.5  |
| Bw=22 MHz, UCA6 patch          | 37.8 ns                           | < 4.1 ns                            | 92                        | 93   | 1.2                                | 2.6  | 6.5      | 11.5 | <2.5                | <2.5  |
| Bw=22 MHz, UCA6 patch          | 40.2 ns                           | < 3.2 ns                            | 93                        | 90.3 | 2.3                                | 3.3  | 10.8     | 13.3 | <2.5                | <2.5  |
| Bw=22 MHz, UCA12 isotrope      | 31.5 ns                           | < 3.5 ns                            | 93                        | 92.6 | 3.3                                | 3    | 13.2     | 12.8 | <2.5                | <2.5  |
| Bw=22 MHz, UCA12 patch, SNR=10 | 21.6 ns                           | < 3.1 ns                            | 95                        | 96.7 | 0.6                                | 0.9  | 3        | 6.4  | <2.5                | <2.5  |
| Bw=22 MHz, UCA12 patch, SNR=30 | 21.6 ns                           | < 2.9 ns                            | 95                        | 97.4 | 0.6                                | 0.7  | 3        | 5.6  | <2.5                | <2.5  |

Notons que les performances sont principalement tributaires de la bande passante, car elle fixe la résolution de l’empreinte spectrale, et impacte fortement la qualité de l’estimation des TOA, et donc de la synchronisation. Le nombre d’éléments du réseau entre indirectement en jeu car la synchronisation s’effectue à partir d’une fonction de vraisemblance définie dans le domaine angulaire et par voie de conséquence dépend de la précision d’estimation des AOA. Les erreurs de localisation par métrique spectrale sont donc liées à la présence de résurgences dans la fonction de coût dont les origines identifiées sont:

- la *non unicité* de l’empreinte spectrale du canal UL mesuré et resynchronisé
- la faible bande passante
- l’erreur de synchronisation, adaptée à chaque cellule.

Les performances de la métrique spectrale sont excellentes mais il faut être prudent sur les conclusions de cette étude car, pour ces simulations, les canaux UL et DL sont prédits par le modèle déterministe et l'objectif était de mettre en évidence la sensibilité de la métrique spectrale aux erreurs d'estimation des paramètres du canal. Il s'est avéré qu'il existait une source d'erreurs supplémentaire liée aux empreintes spectrales resynchronisées des canaux UL qui pouvaient être similaires et engendrer des résurgences.

On peut s'attendre à une dégradation des performances lorsque les caractéristiques des canaux UL seront déduites des mesures expérimentales. C'est la raison pour laquelle une métrique hybride 3D est suggérée.

### 5.2.3. Métrique hybride 3D

L’utilisation conjointe de la métrique géométrique partielle et de la métrique spectrale permet de compenser les inconvénients liés à chacune d'entre elles, notamment d’éliminer les résurgences non communes aux deux métriques. Un exemple de fusion des métriques  $m_{cd}$  et  $m_{corr}$  est illustré en Figure III.23, et montre l’apport de la diversité d’empreinte sur l’amélioration de la fonction de coût, notamment la réduction des résurgences, qui laisse apparaître sans ambiguïté le minimum de  $m_H$ .

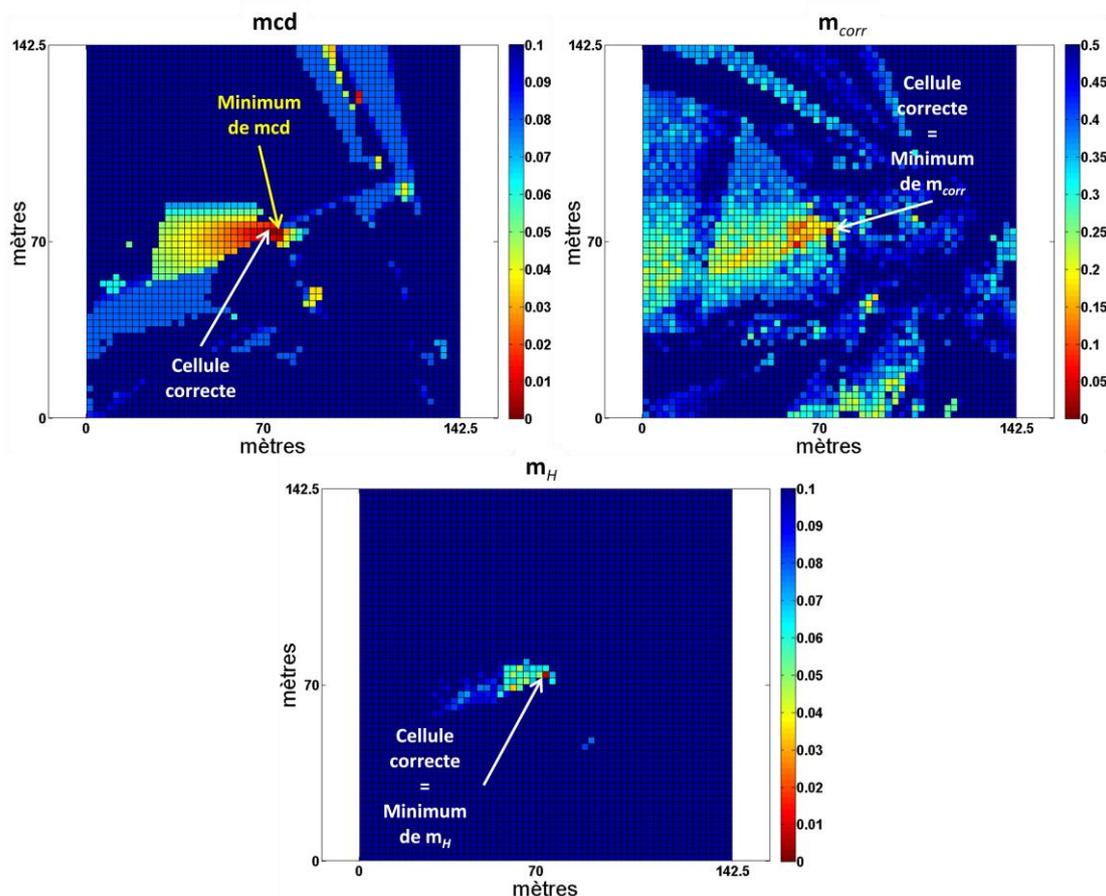


Figure III.23 Illustration des métriques géométrique  $m_{cd}$  (a), spectrale  $m_{corr}$  (b) et hybride  $m_H$  (c)

La Figure III.24 présente les performances de la localisation par métrique hybride 3D, comparées avec celles obtenues individuellement avec les métriques  $m_{cd}$  et  $m_{corr}$ , et testées pour les 8 positions possibles de MS, avec un réseau UCA 12 patch.

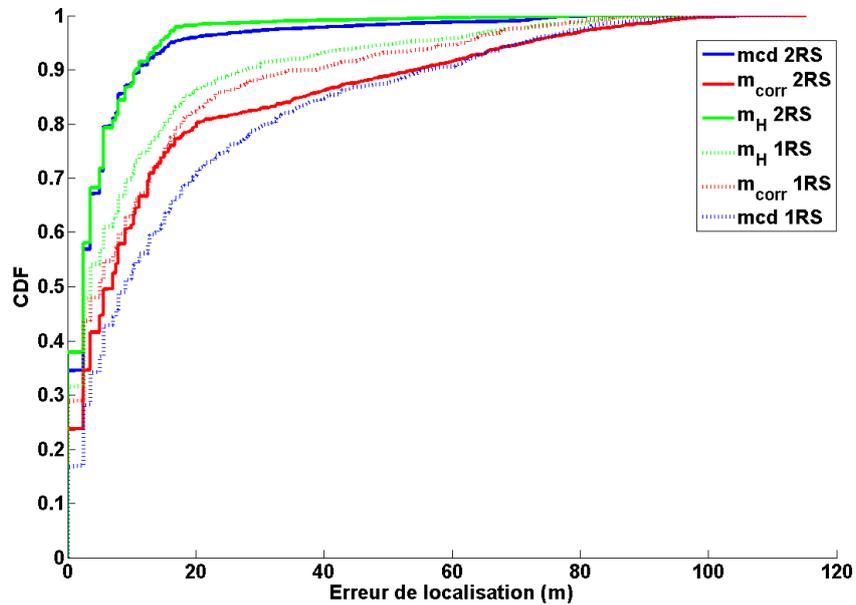


Figure III.24 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation selon la métrique employée, avec 1 puis 2 RS. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz.

La précision à 5 mètres obtenue avec  $m_H$  est de 61 % avec 1 RS, et de 79.3 % avec 2RS. Une nette amélioration est à remarquer par rapport aux métriques  $m_{cd}$  et  $m_{corr}$ , avec une précision à 20 mètres pour 98.5 % des réalisations, contre 96.2 % avec la MCD et 80.5 % avec la métrique spectrale. Le Tableau III-4 synthétise les performances finales obtenues en employant un réseau UCA 12 patch, avec un SNR de 20 dB pour les 8 positions possibles de MS, en parallèle avec les erreurs d'estimation AOA/TOA et l'erreur de synchronisation.

Tableau III-4 Synthèse des performances de localisation obtenues avec les différentes métriques, en utilisant 2RS. Réseau UCA 12 patch, bande passante 22 MHz, SNR 20 dB.

|   | ESTIMATION DU CANAL / SYNCHRONISATION  |   | LOCALISATION              |      |                                    |      |          |      |                     |       |
|---|--|---|---------------------------|------|------------------------------------|------|----------|------|---------------------|-------|
|   | RMSE de l'erreur moyenne d'estimation pour le cas MCD (ns/°) / de l'erreur de synchronisation pour le cas M <sub>CORR</sub> (ns) | Précision à 90% de l'erreur moyenne d'estimation pour le cas MCD (ns/°) / de l'erreur de synchronisation pour le cas M <sub>CORR</sub> (ns) | Localisation correcte (%) |      | Erreur moyenne de localisation (m) |      | RMSE (m) |      | Précision à 90% (m) |       |
|   |  |   | 1 RS                      | 2 RS | 1 RS                               | 2 RS | 1 RS     | 2 RS | 1 RS                | 2 RS  |
| <b>mcd<sub>A</sub> (AOA)</b>                                | 2.3 ns/6.3°  | < 2 ns/ <2.8°   | 8.9                       | 27.7 | 25.3                               | 7.2  | 35.1     | 15.4 | <64                 | <15.2 |
| <b>mcd<sub>T</sub> (TOA)</b>                                |  |   | 3.4                       | 16.9 | 34.4                               | 11.8 | 42.6     | 19.7 | <70.7               | <31.6 |
| <b>mcd (2D)</b>   |  |   | 16.9                      | 34.6 | 18.3                               | 5.2  | 29       | 11.4 | <56.4               | <11.2 |
| <b>m<sub>corr</sub> (S(<math>\hat{\theta}_{SP}</math>))</b> | 17.2 ns  | < 4.1 ns  | 28.9                      | 23.8 | 12.4                               | 15.5 | 22.3     | 27.4 | <38.8               | <54   |
| <b>m<sub>H</sub> (mcd + m<sub>corr</sub>)</b>               | x  | x   | 31.5                      | 37.9 | 10.4                               | 4.3  | 20       | 8.4  | <28                 | <10.6 |

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode de localisation non coopérative de mobiles en milieux urbain et suburbain est proposée. Basée sur une méthode de Fingerprinting, l'algorithme de localisation utilise un modèle déterministe de lancer de rayons pour construire sa base de données. Le système de localisation requiert au maximum deux récepteurs, équipés chacun d'un réseau d'antennes. Les hypothèses de travail qui rendent possible la méthode de localisation sont:

- d'identifier dans une phase préliminaire la zone dans laquelle le MS se trouve. Cette zone s'étend typiquement sur une surface 200 x 200m<sup>2</sup>
- d'obtenir le modèle numérique de terrain de cet environnement, pour prédire les canaux de la base de données. Ce modèle peut-être extrait de Google Earth.

S'agissant d'un mode non coopératif, une méthode originale de synchronisation, basée sur une fonction de vraisemblance définie dans le domaine angulaire, est tout d'abord appliquée sur les signaux UL reçus au niveau des RS. Dans l'étape suivante, l'algorithme de FP exploite une signature tridimensionnelle, basée à la fois sur les caractéristiques géométriques estimées par un HRA des rayons les plus énergétiques du canal, et sur les caractéristiques spectrales des signaux UL resynchronisés.

Si deux RS, transmettant dans 22 MHz, sont équipés de réseaux UCA avec 12 antennes patch, les performances de l'algorithme dans des canaux issus du modèle déterministe sont très satisfaisantes

avec un RMSE de 8.4 m et une précision de 5 mètres obtenues dans 79.3 % des positions MS et RS envisagées.

Ces simulations ont permis de mettre en évidence les sources d'erreurs liées :

- aux erreurs d'estimation des caractéristiques des canaux UL liées à la faible bande passante
- aux erreurs de synchronisation
- aux empreintes partielles DL de plusieurs cellules qui peuvent être similaires créant ainsi des artéfacts ou des résurgences dans la fonction de coût.

Le chapitre 4 aborde la validation expérimentale de la méthode de localisation proposée.



## IV.

# Chapitre 4 - Etude expérimentale du procédé de localisation en scénario NLOS

## 1. Introduction

Dans la littérature, à notre connaissance, aucun article sur les algorithmes de Fingerprinting en milieu urbain NLOS ne traite des validations expérimentales en mode non-coopératif (voir Tableau I-3). Les publications traitant de la localisation expérimentale en urbain sont associées à des réseaux GSM [IBRA12]-[MENI13], WiFi [XING10], hybrides [CUJI12]-[HEJC14] ou avec mobiles coopératifs [MINK12], donc disposant de la coopération de nombreuses BS, voire de mobiles coopératifs. Quant aux autres publications, elles présentent des résultats de simulation pour lesquels les auteurs associent aux paramètres du canal, un modèle d'erreur. Cette approche permet d'analyser la sensibilité de l'algorithme développé aux erreurs d'estimation des paramètres du canal, ce qui était l'objectif du chapitre précédent. Cependant, en aucun cas cette approche ne permet d'étudier les erreurs engendrées par une "réalité" de l'environnement non modélisée dans le modèle déterministe servant à la construction de la base de données. L'environnement réel est non seulement composé de bâtiments, maisons, tel que le suppose le modèle déterministe utilisé, mais aussi de réflecteurs/diffuseurs comme les voitures, grillage, escaliers métalliques, lampadaires, etc. A ce titre, la caractérisation expérimentale du canal décrite dans le chapitre 2 a révélé qu'en scénario NLOS leur contribution n'était pas négligeable. Une validation expérimentale de l'algorithme s'avère indispensable tout particulièrement dans cette approche de FP basée sur une ressemblance entre des canaux issus d'un modèle et ceux obtenus dans des conditions opérationnelles.

Ce chapitre s'organise autour de 2 parties dont la première concerne les performances de l'algorithme proposé. La méthode de synchronisation des signaux estimés UL avec les signaux prédits DL est adaptée pour palier les erreurs de synchronisation engendrées par la présence d'interactions avec l'environnement réel non prédites. Les performances sont décrites en supposant une polarisation inconnue, notée  $u$ , du champ émis par le MS. Le chapitre se termine sur une approche originale, non décrite dans la littérature, sur l'algorithme de localisation à diversité de polarisation. Dans toutes les simulations la bande passante de transmission est de 22 MHz. Un réseau UCA de 12 éléments patch étant utilisé au niveau du RS, l'information des AOA en élévation n'est pas suffisamment précise pour pouvoir être exploitée.

## 2. Validation expérimentale du procédé de localisation

### 2.1. Généralisation de la métrique pour une orientation d'émission quelconque

En pratique, la polarisation de l'antenne d'émission est inconnue, notée par la suite par un indice  $u$  pour *unknown*. Seule la polarisation des antennes du réseau de RS est connue. Rappelons

cependant que le modèle théorique servant à la construction de la base de données DL ne prédit que les caractéristiques des rayons en mode copolarisé. La métrique de Fingerprinting doit s'adapter en conséquence pour le cas général d'une orientation quelconque de la polarisation d'émission. Ainsi, pour une polarisation d'émission  $u$ , les modes  $uH$  et  $uV$  correspondent respectivement à une réception en polarisation H et V.

Pour les liaisons DL, la métrique qu'elle soit  $MCD$  ou spectrale s'appuie sur les canaux théoriques en mode copolarisé VV et HH associés respectivement aux liaisons UL en modes  $uV$  et  $uH$ .

Lors de la phase de caractérisation expérimentale décrite au chapitre 2, différentes orientations de l'antenne d'émission ont été envisagées. Pour 22 liaisons, l'orientation à  $0^\circ$  de l'antenne du MS mène ainsi à une caractérisation en co-polarisation et cross-polarisation permettant d'identifier les phénomènes de dépolarisation. Pour 8 liaisons, l'antenne d'émission est orientée soit à  $+45^\circ$  soit à  $-45^\circ$  permettant de "simuler" une orientation quelconque du MS.

En fonction de l'orientation de l'antenne du MS, ces canaux sont répartis suivant des scénarios nommés par la suite: scénario "0", scénario "45" et scénario "u". Un intérêt particulier sera porté à ce dernier. Les caractéristiques des scénarios sont résumées dans le Tableau IV-1, dans lequel les SNR minimaux et maximaux des différentes configurations sont précisées. Il faut noter que, pour le scénario  $\pm 45^\circ$ , la position du mobile et les positions des RS sont loin de toute végétation, ce qui explique des SNR minimaux largement supérieurs à ceux obtenus en scénario "0".

Tableau IV-1 Caractéristiques de polarisation des scénarios expérimentaux

|               | Orientation Patch MS        | Orientation Patch RS | Mode de polarisation en UL (en DL)                                   | Nombre de canaux exploités par mode de polarisation | SNR min / SNR max  |
|---------------|-----------------------------|----------------------|--|---|--|
| Scénario "0"  | $0^\circ$                   | $0^\circ$            | VV (VV)<br>HV (VV)<br>HH (HH)<br>VH (HH)                             | 22  | 4 dB / 72 dB<br>3 dB / 61 dB<br>5 dB / 76 dB<br>3 dB / 62 dB     |
| Scénario "45" | $\pm 45^\circ$              | $0^\circ$            | $V_{45}V$ (VV)<br>$H_{45}V$ (VV)<br>$H_{45}H$ (HH)<br>$V_{45}H$ (HH) | 8   | 63 dB / 71 dB<br>65 dB / 71 dB<br>51 dB / 73 dB<br>56 dB / 73 dB |
| Scénario "u"  | $0^\circ$ ou $\pm 45^\circ$ | $0^\circ$            | $uV$ (VV)<br>$uH$ (HH)<br>( $u=V_{45}, H_{45}, V, H$ )               | 60  | 3 dB / 72 dB<br>3 dB / 76 dB                                     |

## 2.2. Phase préliminaire de synchronisation

### 2.2.1. Analyse des erreurs de synchronisation

Afin d'identifier, si elle existe, une dépendance entre les erreurs de synchronisation et le mode de polarisation, les erreurs de synchronisation sont calculées dans le cadre du scénario "0". En effet, un mode de polarisation qui engendrerait des erreurs de synchronisation trop importantes ne

devrait pas être pris en considération pour la suite. Les CDF correspondantes aux 4 modes de polarisation sont tracées sur la Figure IV.1. Sur cette figure est rappelée la courbe théorique obtenue en mode VV, extraite de la Figure III.24. Si pour une CDF à 90 %, les erreurs théoriques de synchronisation sont inférieures à 4.1 ns en polarisation VV, les valeurs expérimentales sont quant à elles inférieures à 80.9 ns. Le HRA RIMAX, avec des antennes à monopolarisation, estime individuellement les caractéristiques des canaux VV, VH et HH, HV, ce qui peut résulter en de légers écarts entre les TOA/AOA estimés sur (VV et VH), et de même pour (HH et HV). Par ailleurs, dans la procédure de synchronisation, les rayons estimés les plus énergétiques du canal (UL) VH sont synchronisés avec les rayons théoriques du canal (DL) HH et réciproquement pour le canal (UL) HV et (DL) VV. Ces fonctions de répartition, qu'elles correspondent au mode copolarisé ou de polarisation croisée, sont similaires entre elles, aucune dépendance entre les erreurs de synchronisation et le mode de polarisation n'est observée. Par la suite, ces quatre modes sont conservés.

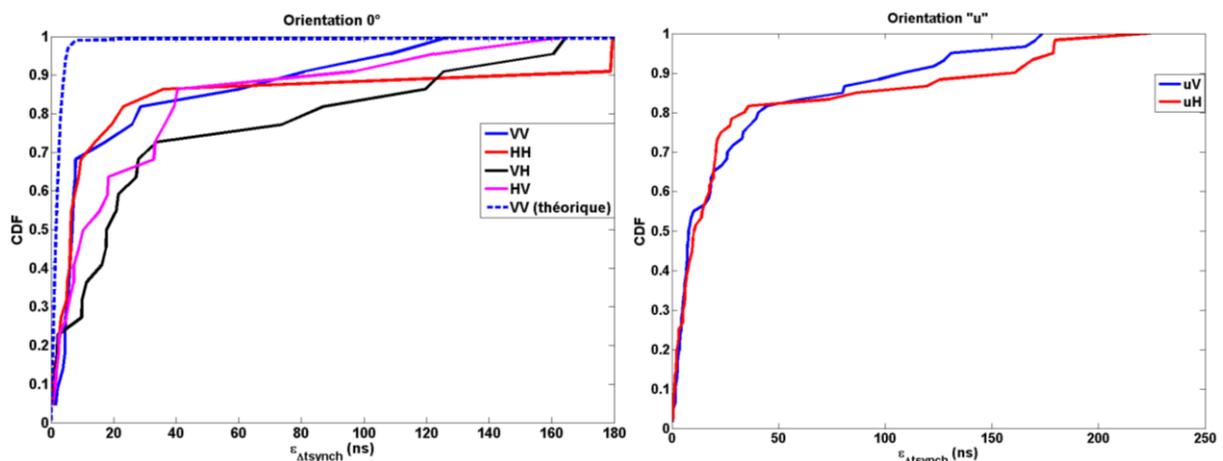


Figure IV.1 Erreurs de synchronisation pour les scénarios 0° (à gauche) et pour les scénarios « u »

Pour une orientation inconnue de l'antenne du MS, les CDF des erreurs de synchronisation correspondantes aux modes uH et uV sont tracées sur la Figure IV.1.

Ces valeurs expérimentales élevées mettent clairement en évidence le besoin d'avoir une description fine de l'environnement. Ces écarts entre théorie et expérimentation ont également été soulevés dans le chapitre 2.

La phase de synchronisation est "le pivot" de l'algorithme de localisation. Il est donc important d'analyser, à partir des phénomènes physiques mis en jeu, les origines de ces erreurs.

La Figure IV.2 illustre, à travers un exemple, l'origine des erreurs de synchronisation élevées liée à une mauvaise procédure d'appariage. Les rayons prédits par le modèle déterministe entre le MS et RS et retenus pour la procédure d'appariage sont tracés en rouge ; en noir, ce sont les DOA des 2 rayons estimés par HRA. La longueur des droites correspond au TOA. Ne connaissant pas les interactions subies par ce rayon, il est difficile de tracer le chemin inverse pour remonter à la position du MS. Le rayon estimé pris en référence pour la synchronisation correspond à une diffraction, dont l'origine peut-être par exemple les piliers de soutènement extérieur du bâtiment. Effectivement, l'extrémité de cette droite noire décrit un cercle passant par MS et de centre le point de diffraction. La DOA de ce rayon est identique à celle d'un rayon prédit ayant subi des réflexions spéculaires successives sur deux bâtiments.

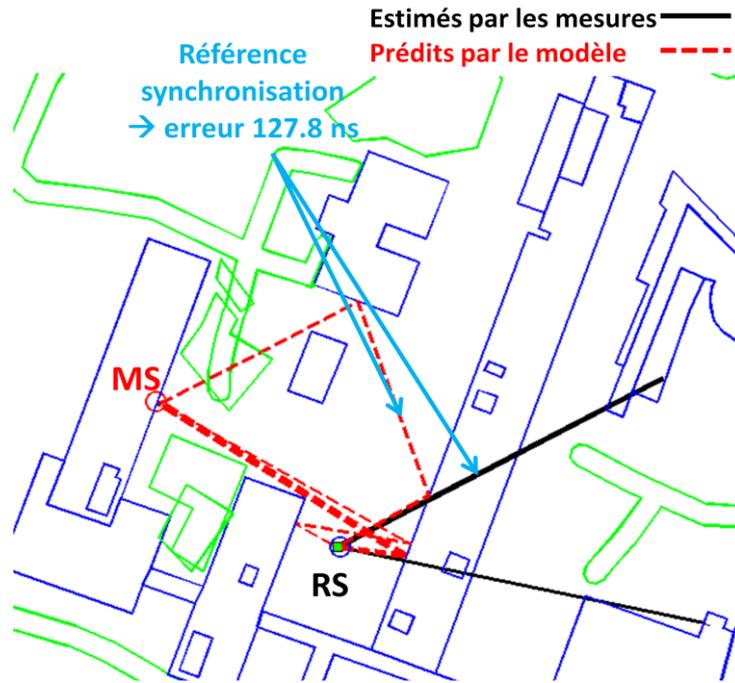


Figure IV.2 Exemple d'erreur de synchronisation, obtenue pour la liaison expérimentale n°20, en polarisation VV

Rappelons que dans l'étude théorique du procédé de localisation présenté au chapitre 3, ce phénomène était négligeable : les erreurs de synchronisation étaient majoritairement dues à des erreurs d'estimation TOA, et, plus rarement, à des erreurs importantes d'estimation conjointes en AOA/TOA (chapitre 3 section 5.1).

Au vue de ces résultats expérimentaux, une réadaptation de la méthode de synchronisation aux conditions expérimentales était nécessaire et fait l'objet du paragraphe suivant.

### 2.2.2. Adaptation de la méthode de synchronisation

La méthode de synchronisation développée dans le chapitre 3 section 3 prenait en compte  $i \in N_{UL_{synch}}$  rayons prédits et  $j \in N_{DL_{synch}}$  rayons estimés, la synchronisation était réalisée en sélectionnant le couple  $(i,j)$  dont la MCD angulaire était la plus faible. Or l'interprétation des courbes précédentes montre qu'il existe au moins deux rayons bien appariés mais qui nécessitent de prendre en compte les MCD en angle et en temps. Considérer deux couples de rayons permettrait de diminuer la probabilité de faux appariage, et une MCD conjointe AOA/TOA pourrait alors être envisagée pour tenir compte des TOA, qui se révèlent être également un critère pertinent.

Partant de l'équation III-1 du chapitre 3 paragraphe 3, la  $(MCD_A)_{i,j}^m$  correspondante à la cellule m est calculée pour tout  $i \in N_{UL_{synch}}$  et  $j \in N_{DL_{synch}}$ .

Pour chaque jeu possible, d'indice  $n_{set}$ , composé de deux couples de rayons UL/DL d'indices  $(i_1, j_1)$  et  $(i_2, j_2)$ , la  $(MCD_A)^{m, n_{set}}$  s'obtient à partir de la relation:

$$(MCD_A)^{m, n_{set}} = \sum_{k=1}^2 (MCD_A)_{i_k, j_k}^m \quad \text{IV-1}$$

avec  $N_{set}$  le nombre total de jeux de couples (ou duo) défini par

$$N_{set} = 2! \binom{N_{ULsynch}}{2} \cdot \binom{N_{DLsynch}}{2} \quad IV-2$$

Seuls les  $N_{test}$  jeux les plus vraisemblables, constitués de deux couples de rayons UL/DL, d'indices  $(i_{1test}, j_{1test})$  et  $(i_{2test}, j_{2test})$  dans le domaine angulaire, sont ensuite sélectionnés, en choisissant les  $N_{test}$  jeux qui minimisent  $(\mathbf{MCD}_A)^{m, n_{set}}$ .

Pour chaque jeu sélectionné, on identifie le couple  $(i_{0test}, j_{0test})$  dont le TOA servira de référence par la relation

$$[m, (i_{0test}, j_{0test})] = \min_{i,j} \left\{ (\mathbf{MCD}_A)_{i_{1test}, j_{1test}}^m, (\mathbf{MCD}_A)_{i_{2test}, j_{2test}}^m \right\} \quad IV-3$$

Les  $N_{test}$  jeux sont synchronisés à partir de :

$$\widehat{\Delta t}_{synch}^{m, n_{test}} = \widehat{TOA}_{i_{0test}} - TOA_{j_{0test}}^m \quad IV-4$$

En resynchronisant les TOA estimés correspondants, une  $\mathbf{MCD}_{2D}$  correspondante, notée  $(\mathbf{MCD}_{2D})^{m, n_{test}}$  peut être calculée ainsi :

$$(\mathbf{MCD}_{2D})^{m, n_{test}} = \sum_{k=1}^2 \left| \frac{\widehat{TOA}_{i_k} - \widehat{\Delta t}_{synch}^{m, n_{test}} - TOA_{j_k}^m}{\Delta t} \right| + (\mathbf{MCD}_A)_{i_k, j_k}^m \quad IV-5$$

Finalement, la paire de rayons  $(i_0, j_0)$  servant de référence de synchronisation pour la cellule  $m$  est estimée en appliquant la relation:

$$[m, (i_0, j_0)] = \arg \min_{i, j, n_{test}} \{ (\mathbf{MCD}_{2D})^{m, n_{test}} \} \quad IV-6$$

Notons que le choix d'utiliser un nombre limité  $N_{test}$  de jeux les plus vraisemblables dans le domaine angulaire a été dicté tout d'abord pour conserver l'information des AOA ayant plus de poids que sur celle des TOA, car ces dernières apportent deux fois moins d'informations dans le cas de deux couples de rayons considérés, puisque  $(\mathbf{MCD}_T)_{i_0, j_0}^m = 0$ . D'autre part, le choix de limiter  $N_{test}$  permet de réduire le nombre d'itérations, et d'économiser ainsi du temps de calcul inutile, pour toutes les cellules autres que celle contenant le MS. On choisira typiquement  $N_{test} = 3$ .

Cette méthode présente de bien meilleurs résultats expérimentaux, mis en évidence sur la Figure IV.3 sur laquelle les résultats de la méthode qui vient d'être décrite (méthode 2) sont comparés à ceux du paragraphe 2.2.1. Les erreurs importantes observées aussi bien en uV qu'en uH sont nettement réduites.

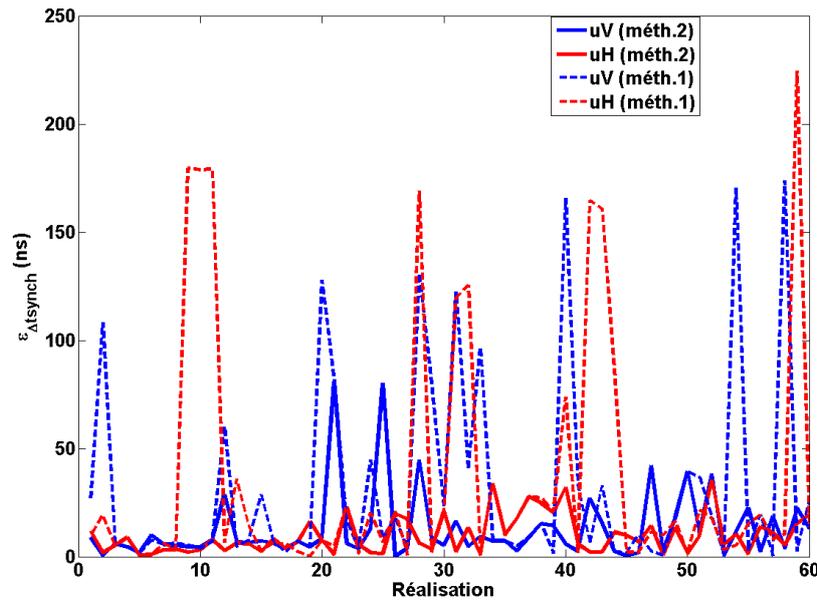


Figure IV.3 Comparaison des erreurs de synchronisation expérimentales pour les méthodes 1 et 2.  $N_{\text{test}}=3$ .

Le Tableau IV-2 ci-dessous rassemble certaines caractéristiques pertinentes de l'étude statistique.

Tableau IV-2. Performances statistiques expérimentales pour les différents modes de polarisation, selon la méthode de synchronisation employée.

|           | <b>Erreur médiane<br/>Méthode 1</b> | <b>Erreur médiane<br/>Méthode 2</b> | <b>Précision à 90%<br/>Méthode 1</b> | <b>Précision à 90%<br/>Méthode 2</b> |
|-----------|-------------------------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| <b>VV</b> | 6.8 ns                              | 6.2 ns                              | < 80.9 ns                            | < 10.1 ns                            |
| <b>HH</b> | 6.3 ns                              | 3.5 ns                              | < 178.9 ns                           | < 11.7 ns                            |
| <b>VH</b> | 17.7 ns                             | 9.9 ns                              | < 125.5 ns                           | < 32.1 ns                            |
| <b>HV</b> | 10.3 ns                             | 9 ns                                | < 96.9 ns                            | < 38.2 ns                            |
| <b>uV</b> | 7.8 ns                              | 6.9 ns                              | < 108.4 ns                           | < 28.6 ns                            |
| <b>uH</b> | 10.3 ns                             | 6.7 ns                              | < 160.5 ns                           | < 20.8 ns                            |

### 2.3. Performances du procédé de localisation

Les paramètres appliqués dans l'algorithme de localisation pour ces mesures expérimentales sont les mêmes que ceux présentés dans le Tableau III-1 du chapitre 3, à l'exception du nombre kNN utilisé pour déterminer la cellule finale où est supposé se trouver le MS. Expérimentalement, les erreurs d'estimation sont plus élevées, en raison notamment des imprécisions de mesures, et des divergences entre modèle théorique et réalité rendant nécessaire un lissage de la métrique sur quelques cellules les plus vraisemblables. La valeur de kNN=10 s'est trouvée être un bon compromis permettant de lisser la métrique tout en évitant de sélectionner trop de résurgences.

Pour le cas où  $R$  récepteurs sont utilisés, la multilatération s'opère pour toutes les combinaisons possibles de  $R$  récepteurs, quelle que soit la distance entre eux. Pour une localisation avec deux récepteurs, 140 réalisations expérimentales sont disponibles, et 208 réalisations avec trois récepteurs, pour chaque mode de polarisation (uV et uH).

### 2.3.1. Métrique géométrique MCD

La Figure IV.4 présente un exemple de cartographie de la métrique MCD obtenue avec 2 RS, où la localisation du MS est effectuée avec succès, en parallèle avec les rayons UL et DL utilisés pour la localisation. Dans cet exemple, les rayons estimés correspondent à des phénomènes spéculaires : un des rayons correspond à un OLOS à travers des arbres, et un autre est un rayon NLOS issu d'une réflexion spéculaire sur un bâtiment. Les erreurs d'estimation angulaires et temporelles sont relativement faibles, et la cartographie ne présente pas de résurgences.

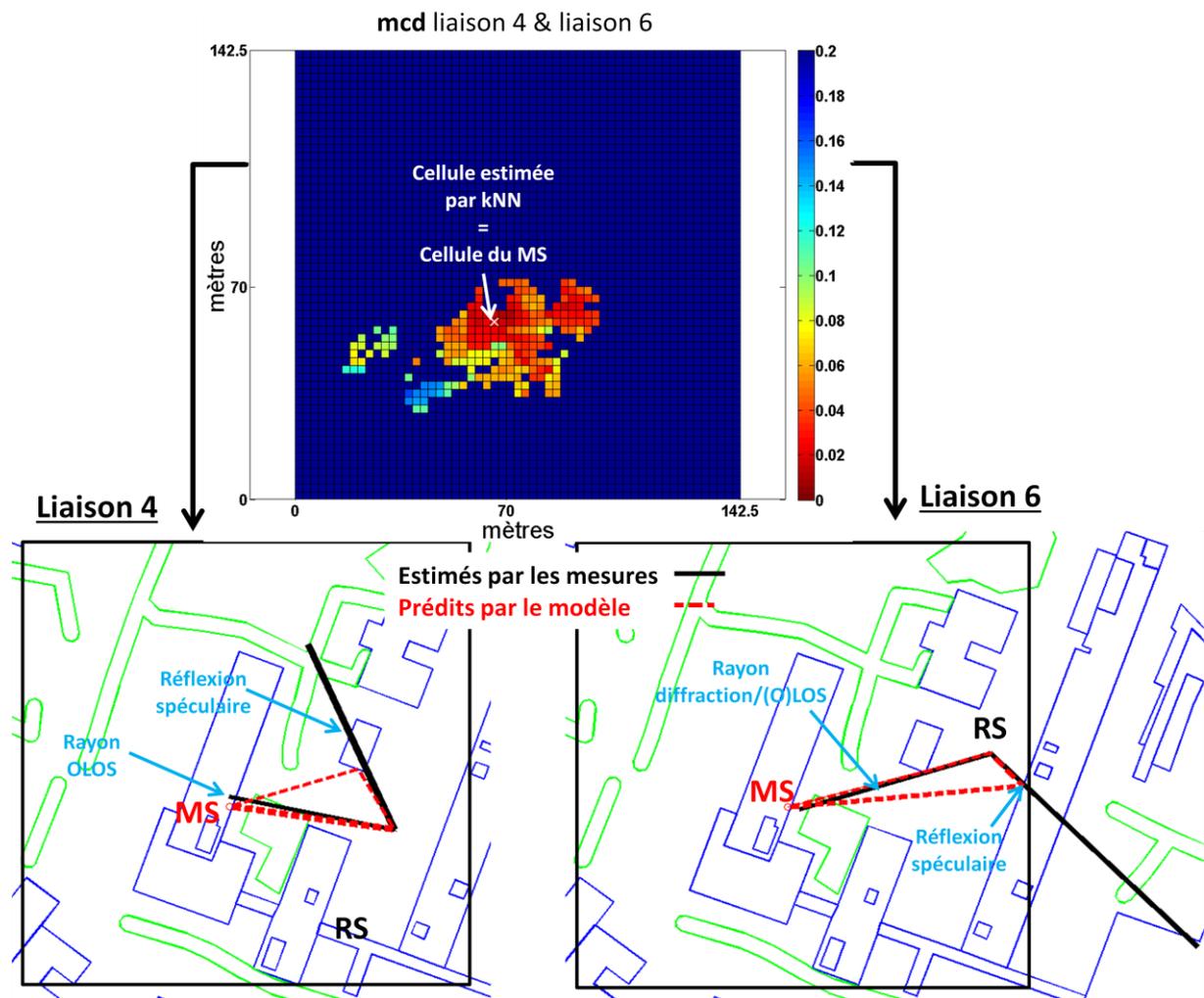


Figure IV.4 Exemple de scénario de localisation avec 2 RS – Liaisons 4 et 6 exploitées, polarisation VV

La Figure IV.5 présente un autre exemple de cartographie de la MCD, qui donne une erreur de localisation de 60.5 mètres. Le tracé de rayons montre cette fois que les rayons UL utilisés pour la localisation ne coïncident pas avec ceux prédits par le modèle. Un des rayons utilisés a subi une erreur d'estimation angulaire (liaison 13). Il correspond vraisemblablement au rayon diffracté sur l'arête du bâtiment, mais est apparié à un autre rayon associé à une double réflexion. Le second rayon utilisé de la liaison 13 correspond à une interaction dans la végétation (diffraction ou diffusion) non modélisé par le lancer de rayons. Sur la deuxième liaison MS-RS, un seul rayon estimé correspond à un rayon réfléchi modélisé. Les autres rayons estimés correspondent à des interactions non modélisés sur des éléments métalliques de l'environnement.

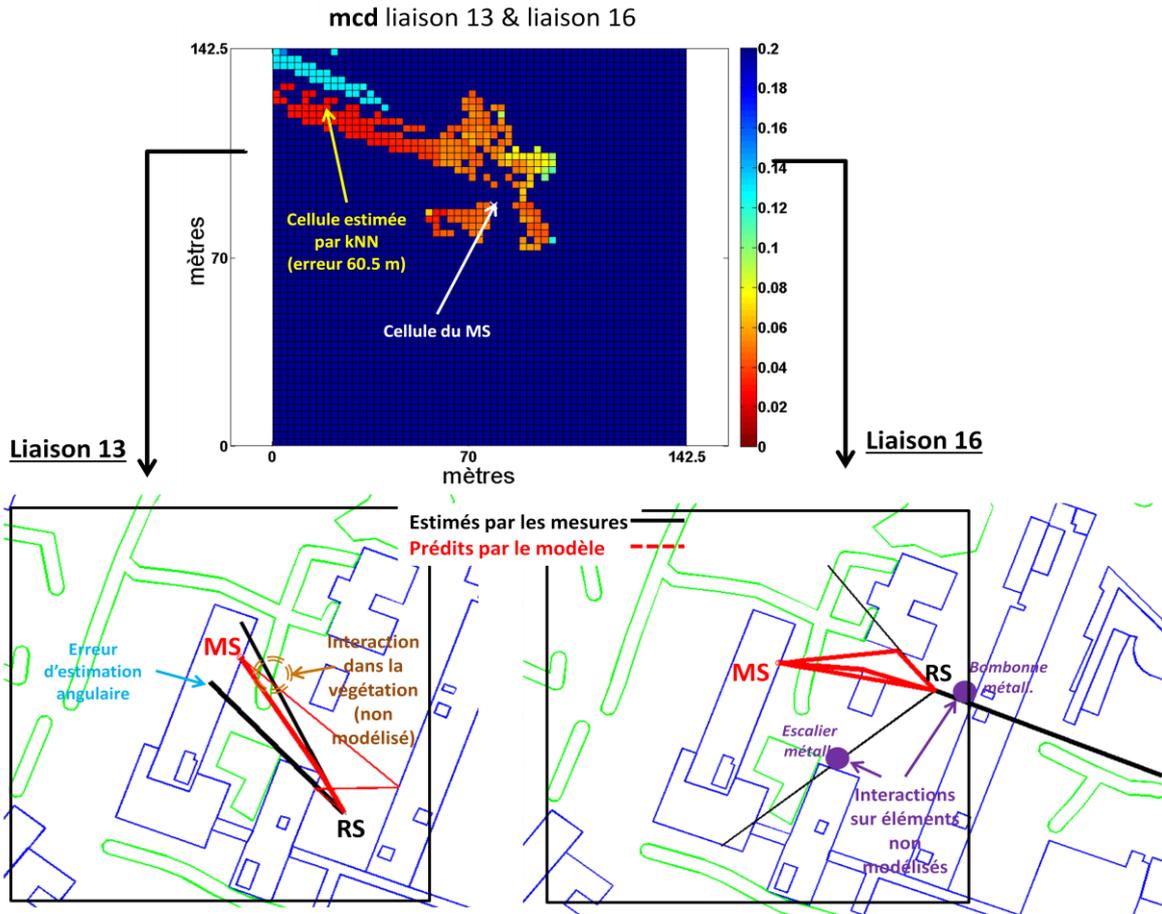


Figure IV.5 Exemple de scénario de localisation avec 2 RS – Liaisons 13 et 16 exploitées, polarisation HH

La fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation obtenues par la métrique géométrique 2D partielle est présentée Figure IV.6 pour le scénario "u" pour 1 RS et 2 RS pour le scénario "u".

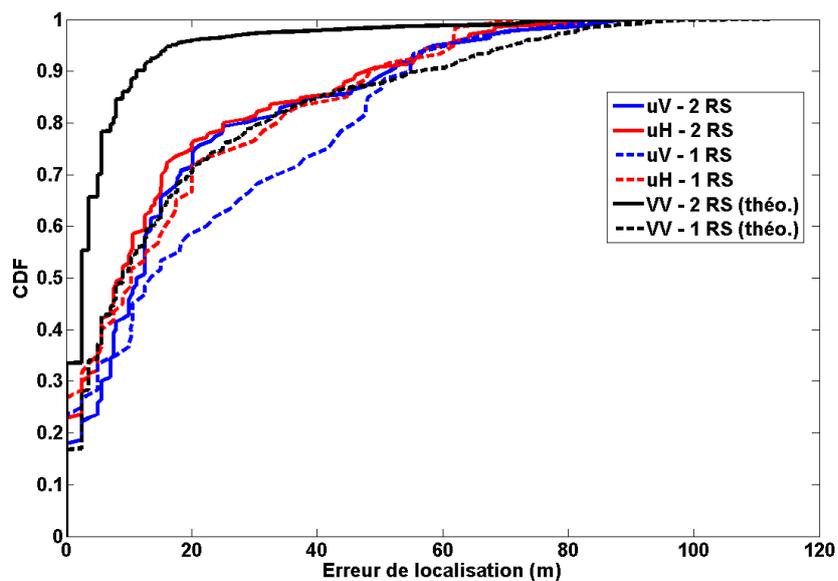


Figure IV.6 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation par MCD, obtenues pour les scénarios « u »

Avec deux récepteurs, une précision de 10 mètres est obtenue dans 48 % et 59 %, respectivement pour les scénarios de localisation uV et uH. Notons que les performances avec deux récepteurs sont la plupart du temps améliorées par rapport à celles avec un seul récepteur, excepté lorsqu'une des deux liaisons présente une mauvaise métrique, suite à des interactions dans le canal UL non modélisées, qui dégrade la multilatération.

### 2.3.2. Métrique spectrale

La métrique spectrale prend en compte le signal dans sa globalité, il ne s'agit plus comme dans la MCD d'une empreinte partielle du signal composée de 2 rayons spéculaires les plus énergétiques. Le signal spéculaire estimé  $\hat{s}(\theta)$ , utilisé par la métrique spectrale, est composé de l'ensemble des composantes spéculaires après avoir extrait les composantes diffuses. Intuitivement, la richesse de l'environnement réel, au regard de la description simple de la scène introduite dans le modèle, va conduire à un coefficient de corrélation fréquentielle entre les signaux estimés et prédits faible et donc une valeur de métrique spectrale élevée.

Pour le calcul du coefficient de corrélation moyen (équation III-20), seules les antennes recevant un maximum de puissance sont considérées, une marge de 10 dB est tolérée par rapport à la puissance maximale reçue par les antennes. Par contre, étant donnée la présence de liaisons très bruitées (liaisons 12 à 18), un critère supplémentaire de sélection des antennes doit concerner le SNR. On fixera typiquement un SNR minimum de 6 dB pour qu'une antenne, sélectionnée précédemment selon un seuil de 10 dB, soit valide pour effectuer la corrélation. Notons que ce critère ne peut pas être validé dans certains cas, où le SNR est très dégradé sur l'ensemble des antennes du réseau, notamment avec la présence importante de végétation.

En fonction de la distribution de la puissance reçue sur les antennes, la cartographie de la métrique spectrale met en évidence des difficultés pour l'estimation de la cellule contenant le MS. Ainsi, deux canaux ont été choisis pour illustrer ces difficultés rencontrées.

Dans le 1er cas, il s'agit du canal 2 en polarisation VV. La puissance totale reçue sur le réseau est uniformément distribuée sur les antennes. Les signaux reçus par toutes les antennes sont donc exploités. La cartographie des métriques spectrales calculées pour chaque cellule de l'environnement maillé est donnée en Figure IV.7 (a). Les valeurs de la métrique sont au minimum égales à 0.2, traduisant un coefficient de corrélation faible. Ceci est lié aux divergences entre les environnements réel et modélisé.

Le 2ème cas, apparaissant plus rarement, concerne la liaison 14 en polarisation VV. La puissance totale reçue est répartie sur peu d'antennes. Contrairement au cas précédent, de nombreuses cellules présentent des métriques faibles de l'ordre de 0.1, donc une très forte corrélation. La répartition de ces résurgences dans l'espace, présentée sur la Figure IV.7 (b), rend la décision sur la cellule cible impossible.

La métrique spectrale est donc inexploitable en l'état.

Les performances de la métrique spectrale obtenues avec deux récepteurs sont présentées sur la Figure IV.8. On note des erreurs de localisation très importantes, avec une précision à 10 mètres de 22 % et 14 %, et une précision à 90 % entre 59 et 57.7 mètres, respectivement pour les scénarios uV et uH.

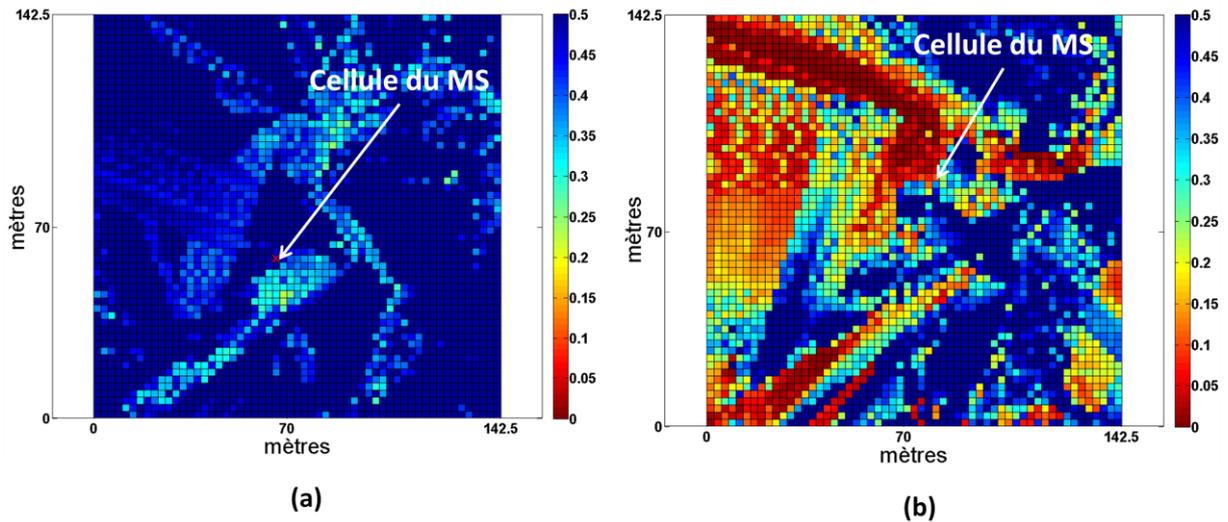


Figure IV.7 Exemples représentatifs de cartographies de métriques spectrales – Liaison 2 VV (a) et liaison 14 VV (b)

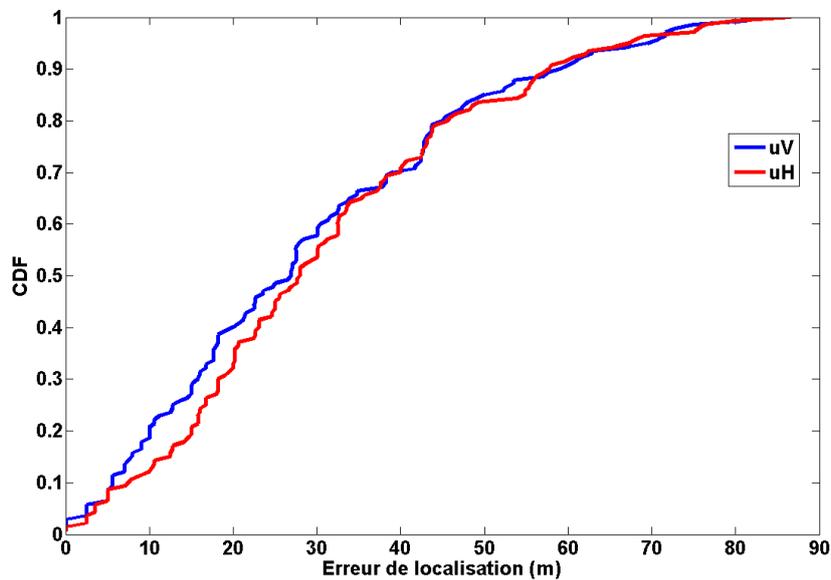


Figure IV.8 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation par la métrique spectrale, obtenues avec 2 RS

Au vue de ces performances, la métrique hybride qui utilise conjointement la corrélation spectrale et la MCD perd de son intérêt.

Pour conforter cette conclusion, d'autres environnements pourraient être envisagés. On peut estimer que le campus de Lille est représentatif d'un environnement urbain déjà défavorable, incluant de la végétation, et des éléments non pris en compte dans le DEM tels que les escaliers ou grillage. Cependant, il ne représente pas le pire scénario, qui serait par exemple caractérisé par des passages fréquents de voitures et de personnes, et par la présence de rues étroites (canyon urbain). Dans d'autres conditions plus drastiques que celles du campus de Lille, la métrique spectrale ne pourra pas donner de meilleurs résultats de localisation, car les divergences entre modèle et réalité seraient davantage accentuées.

### 2.3.3. Synthèse des performances

Le Tableau IV-3 résume les performances expérimentales obtenues pour le scénario "u", pour les métriques géométriques et spectrales, obtenues avec deux récepteurs.

Tableau IV-3 Performances expérimentales pour les modes de localisation uV et uH, avec 2 RS

|                         |           | % succès | % erreur<br>≤10m | % erreur<br>≤20m | % erreur<br>≤30m | Précision<br>à 50%<br>(m) | Précision<br>à 90%<br>(m) | RMSE<br>(m) |
|-------------------------|-----------|----------|------------------|------------------|------------------|---------------------------|---------------------------|-------------|
| <b>mcd</b>              | <b>uV</b> | 18       | 48               | 75               | 81               | < 11.2                    | < 51.5                    | 27          |
|                         | <b>uH</b> | 23       | 59               | 76               | 82               | < 9                       | < 47.8                    | 25.3        |
| <b>m<sub>corr</sub></b> | <b>uV</b> | 3        | 22               | 40.7             | 60               | < 26.9                    | < 59                      | 35.3        |
|                         | <b>uH</b> | 1.5      | 14.3             | 37.1             | 56.4             | < 27.9                    | < 57.7                    | 36.3        |

La métrique géométrique partielle présente des performances encourageantes et sera donc utilisée seule par la suite. Ses performances sont uniquement dégradées lorsque l'hypothèse qu'au moins deux rayons estimés du canal réel correspondent avec les rayons prédits les plus énergétiques n'est plus validée.

## 3. Technique de localisation à diversité de polarisation

### 3.1. Description de la technique

La localisation avec diversité de polarisation consiste à utiliser au RS un réseau d'antennes à bipolarisation. L'algorithme de localisation par métrique géométrique MCD tire alors profit de cette bipolarisation à deux niveaux. D'une part, les rayons du canal UL sont estimés par l'algorithme HRA en considérant conjointement les signaux reçus en  $uV$  et en  $uH$ , ce qui introduit une dimension supplémentaire et améliorera la précision d'estimation. D'autre part, les deux métriques géométriques partielles calculées par (III-8, III-9, III-10), que l'on nommera  $\mathbf{mcd}_{uV}$  et  $\mathbf{mcd}_{uH}$ , correspondant à chaque polarisation des antennes de réception, sont conjointement exploitées pour remonter à la cellule contenant le MS.

La MCD, notée  $(\mathbf{mcd}_{div})^m$ , est obtenue pour la cellule  $m$  en effectuant une somme pondérée des métriques de polarisation  $\mathbf{mcd}_{uV}$  et  $\mathbf{mcd}_{uH}$ . La pondération introduite par le coefficient  $\alpha_{pol}$  dans l'équation IV-7 dépend du rapport des puissances des rayons exploités pour la localisation en mode uH et uV:

$$(\mathbf{mcd}_{div})^m = \frac{(\mathbf{mcd}_{uV})^m + \alpha_{pol}(\mathbf{mcd}_{uH})^m}{1 + \alpha_{pol}} \quad \text{IV-7}$$

où

$$\alpha_{pol} = \frac{\sum_{k=1}^{N_c} |\gamma_{uH, i_k^{uH}}|^2}{\sum_{k=1}^{N_c} |\gamma_{uV, i_k^{uV}}|^2} \quad \text{IV-8}$$

Les indices  $i_k^{uV}$  et  $i_k^{uH}$  correspondent respectivement aux indices du  $k^{ième}$  rayon UL utilisé pour calculer  $(\mathbf{mcd}_{uV})^m$  et  $(\mathbf{mcd}_{uH})^m$ .  $\gamma_{uV, x}$  et  $\gamma_{uH, x}$  représentent l'amplitude complexe estimée du  $x^{ième}$  rayon estimé respectivement en mode  $uV$  et  $uH$ .

La métrique s’adapte aux effets de dépolarisation des rayons les plus énergétiques du canal UL et à l’absence d’information à priori de la polarisation d’émission. Notons qu’on ne peut dissocier ces deux phénomènes à partir de la métrique de localisation définie dans IV-7. Ainsi, la métrique proposée sera d’autant plus performante que les rayons utilisés pour la localisation sont dépolarisés ou si l’antenne a une orientation quelconque dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation.

Une illustration de l’apport de la diversité de polarisation est présentée en Figure IV.9 en considérant pour chaque RS, les liaisons 12 et 17. Les figures (a) et (b) indiquent les valeurs des métriques  $mcd_{VV}$  et  $mcd_{VH}$  exploitées individuellement, les erreurs de localisation étant respectivement de 5 m et 2.4 m. Après fusion des deux métriques (Figure IV.9 (c)), la cellule cible est correctement estimée.

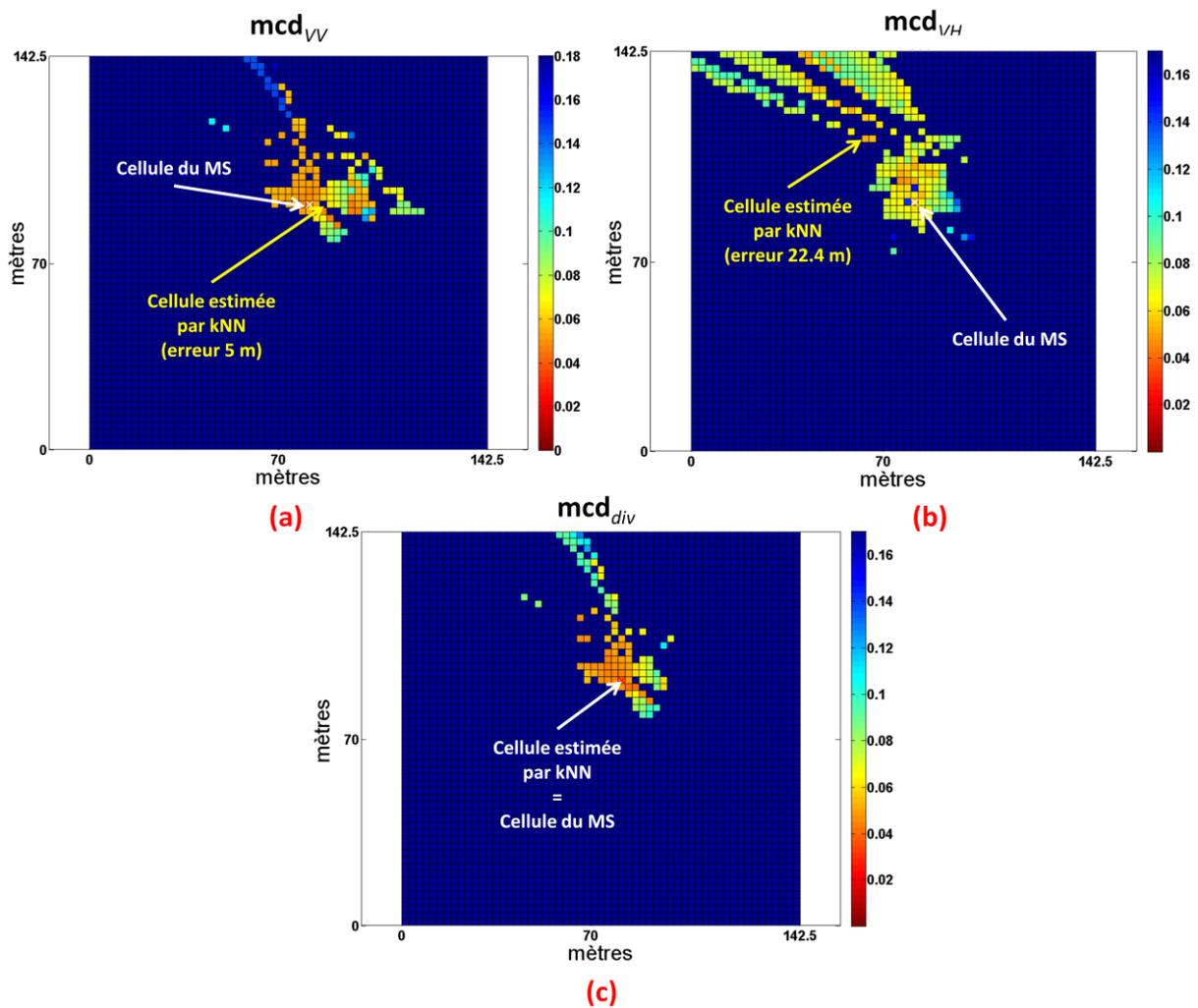


Figure IV.9 Exemple de fusion obtenue avec la diversité de polarisation – liaisons 12 et 17, polarisation V du MS

### 3.2. Performances de la technique de localisation à diversité de polarisation

Afin d'apprécier l'apport de la diversité de polarisation sur les performances de la technique de localisation, les CDF des erreurs de localisation avec et sans diversité sont tracées Figure IV.10 en considérant successivement 2 RS puis 3 RS en scénario "u", comprenant respectivement 140 et 208 réalisations. Sur ces courbes, des erreurs inférieures à 10 mètres sont obtenues avec deux RS dans 59% des réalisations avec diversité de polarisation, contre 48% et 59 % des réalisations, respectivement pour les modes de localisation uV et uH. La CDF à 90% pour 2 RS montre des erreurs inférieures à 34 m avec diversité, contre 51.5 m et 47.8 m en modes uV et uH sans diversité de polarisation. Les performances sont globalement améliorées grâce à l'apport d'antennes à bipolarisation. L'utilisation de 3 RS permet d'atteindre 71 % des erreurs inférieures à 10 m.

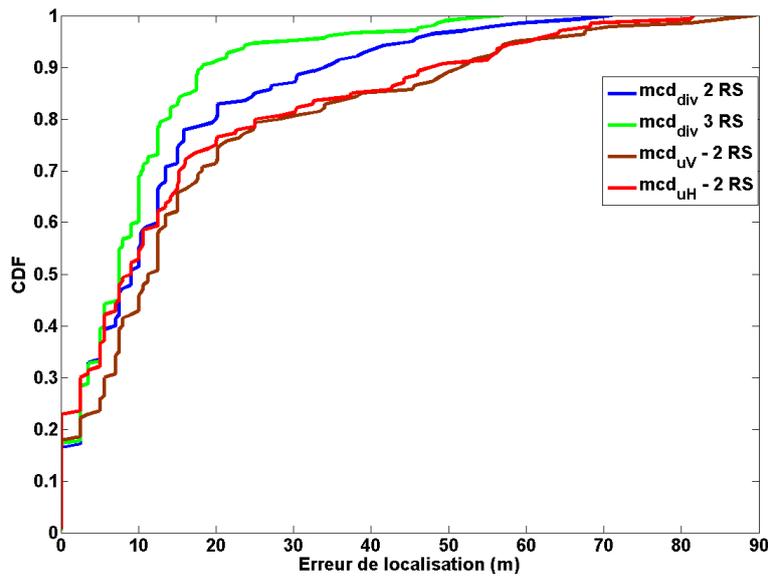


Figure IV.10 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation par la MCD

Le Tableau IV-4 résume les performances expérimentales de localisation obtenues précédemment dans les différents cas de figure.

Tableau IV-4 . Performances expérimentales comparées avec/sans diversité de polarisation à la réception

|                                       |    | % succès | % erreur ≤10m | % erreur ≤20m | % erreur ≤30m | Précision à 50% (m) | Précision à 90% (m) | RMSE (m) |
|---------------------------------------|----|----------|---------------|---------------|---------------|---------------------|---------------------|----------|
| Sans diversité de polarisation – 2 RS | uV | 18       | 48            | 75            | 81            | < 11.2 m            | < 51.5 m            | 27       |
|                                       | uH | 23       | 59            | 76            | 82            | < 9 m               | < 47.8 m            | 25.3     |
| Avec diversité de polarisation – 2 RS | u  | 16.5     | 59            | 83            | 89            | < 9 m               | < 34 m              | 19.4     |
| Avec diversité de polarisation – 3 RS | u  | 17       | 71            | 91            | 95            | < 7.5 m             | < 18 m              | 14       |

- Influence du SNR

La Figure IV.11 représente les CDF de l'erreur de localisation par  $mcd_{div}$  obtenue avec deux récepteurs, où l'on distingue les réalisations où les deux liaisons MS-RS présentent un SNR élevé (entre 50 dB et 75 dB), de celles associées à deux liaisons à SNR faible (entre 3 et 16 dB). Ces dernières correspondent à la localisation de l'émetteur n°3 (voir chapitre 2 section 3.2) masqué par une abondance de végétation en son voisinage. Compte-tenu du nombre de réalisations disponibles dans chaque cas de figure, c'est-à-dire 98 et 42 réalisations respectivement pour les SNR élevés et faibles, on peut noter que les performances sont sensiblement les mêmes. La précision à 10 m est obtenue pour 55 % des réalisations à faible SNR; l'erreur de localisation médiane est de 8 m. Ceci démontre que l'algorithme de localisation par MCD reste applicable même lorsqu'une présence très importante de bruit et/ou de composante diffuse est observée dans le canal.

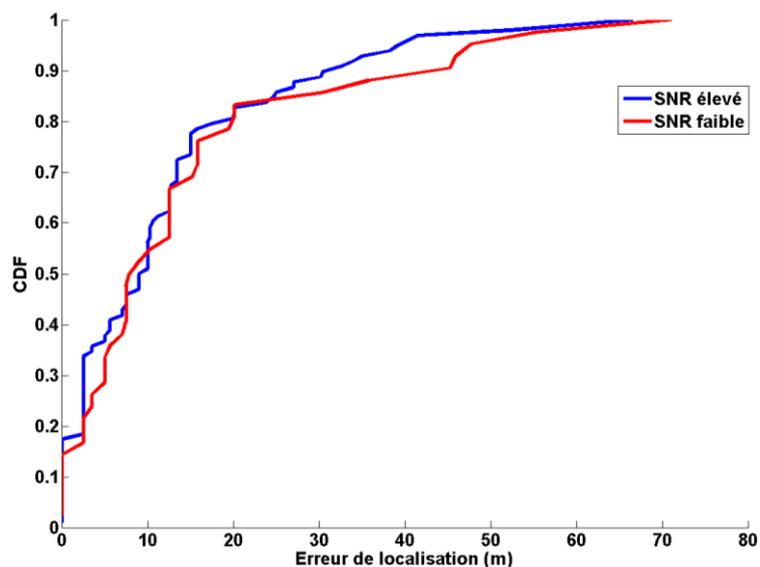


Figure IV.11 Fonction de distribution cumulative des erreurs de localisation par  $mcd_{div}$  avec 2 RS, suivant le SNR. Les réalisations avec SNR élevé exploitent deux liaisons MS-RS dont le SNR est compris entre 50 dB et 75 dB (98 réalisations). Celles à SNR faible, deux liaisons MS-RS à SNR compris entre 3 et 16 dB (42 réalisations).

Pour conclure, une étude comparative des performances de l'algorithme pour les différentes orientations de l'antenne aurait été intéressante, mais le nombre de positions de MS à +/-45° est insuffisant pour prétendre à une étude statistique fiable.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, deux contributions originales à l'algorithme ont été proposées. La première a consisté à proposer une méthode optimisée de synchronisation robuste des signaux estimés (UL) et prédits (DL) pour compenser les erreurs d'appariement importantes. La deuxième contribution originale a été d'introduire la diversité de polarisation au niveau du RS. Sur ce dernier point, une métrique a été proposée et la précision de 10 m a été obtenue dans 59 % des canaux mesurés. Ce pourcentage peut paraître faible au regard des valeurs obtenues par simulation mais il ne faut pas perdre de vue que le modèle déterministe utilisé pour construire la base de données ne tient pas compte des phénomènes de diffusion et dépolarisation introduit par la végétation, les façades des immeubles, les éléments métalliques non répertoriés dans le modèle numérique d'élévation, ni des aléas d'un environnement urbain en mouvement. Par ailleurs, seule l'information des AOA sur le plan azimutal a

été exploitée, l'information additionnelle d'élévation pourrait par la suite améliorer les performances. Notons par ailleurs que certaines liaisons présentaient des SNR très faibles, parfois inférieurs à 6 dB, qui n'ont cependant pas dégradé les performances de localisation.

Cet algorithme va servir de socle à des méthodes de localisation répondant à de nouveaux challenges comme celui décrit dans le chapitre suivant où la difficulté est de localiser avec une seule RS mobile en scénario NLOS.



## V.

# Chapitre 5 - Etude théorique d’un algorithme de localisation en NLOS avec un récepteur mobile

## 1. Introduction

Une méthode de localisation non coopérative en scénario NLOS a été décrite dans le chapitre 3. Les performances expérimentales, sur des canaux sévèrement affectés par des phénomènes de diffusion et de dépolarisation, ont montré que l’emploi de réseaux d’antennes à bipolarisation donnait une précision de 10 mètres pour plus de 59 % des réalisations, lorsqu’on exploitait deux récepteurs. Le déploiement de ces derniers représente un coût non négligeable, et localiser avec un seul RS représente un défi intéressant que l’on souhaite relever dans ce chapitre.

Une méthode complémentaire à la méthode précédente est donc proposée pour localiser un mobile en scénario NLOS avec un seul **RS mobile**. A l’inverse de la méthode de Fingerprinting **statique** précédente qui exploite une diversité spatiale avec deux RS fixes pour réduire les résurgences dans la fonction de coût, l’idée de cette méthode de localisation **dynamique** est de tirer parti de la corrélation entre les signaux estimés au niveau du RS mobile. La technique vise à pré-localiser le mobile (**coarse localization**) dans une zone qui pourrait représenter par la suite l’environnement suspecté où s’appliquerait l’algorithme de Fingerprinting précédemment proposé. Dans ce cas, cela permettrait de réduire fortement la taille de la base de données UL et le temps de calcul associé pour la construire, et de supprimer les résurgences pour obtenir une localisation fine (**fine localization**) avec la méthode de FP avec un seul récepteur.

Ce dernier chapitre présente la trame de cette méthode dynamique de localisation non coopérative en scénario NLOS, intégrant une nouvelle méthode de synchronisation et une technique de détection des rayons diffractés. Les premiers résultats de simulation en polarisation VV et HH sont présentés en fin de chapitre et sont obtenus dans l’environnement synthétique du chapitre 3 dans une configuration idéale afin d’identifier les difficultés théoriques liées à l’environnement.

## 2. Description de la méthode proposée

### 2.1. Principe

L’approche consiste à monter le réseau d’antennes du RS sur un véhicule, et d’effectuer des acquisitions régulières du signal émis par le MS, tout en se déplaçant sur une route rectiligne courte, typiquement d’une vingtaine de mètres. Un scénario typique de localisation est illustré sur la Figure V.1 (a). Une description qualitative des différentes étapes de cette méthode est proposée. L’approche mathématique sera détaillée dans les paragraphes suivants.

(1) Estimation des paramètres géométriques du canal

Les paramètres géométriques, c’est-à-dire les TOA, AOA en azimut et élévation et amplitudes, des  $P$  rayons les plus énergétiques du canal UL sont estimées au niveau du RS pour  $N_{pos}$  positions du RS le long de la route. A ce niveau, agissant en mode non coopératif, l’absence de synchronisation implique que les TOA estimés sont exprimés dans un référentiel de temps arbitraire. Elles présentent donc un biais de synchronisation  $\Delta t_{synch}$ , notion déjà introduite dans le chapitre 3. Ce biais est indépendant de la position du RS, en supposant une transmission continue des signaux par le MS.

(2) Identification des rayons récurrents

On introduit la notion de **rayon récurrent** pour désigner un même rayon apparaissant sur plusieurs positions le long de la route du RS. Ces rayons récurrents seront détectés par un algorithme spécifique.

(3) Détermination des Virtual Points (VP)

Pour chaque rayon récurrent, le point d’intersection virtuel, appelé **VP** (Virtual Point), des DOA correspondant sur les différentes positions où ce rayon existe, est calculé.

(4) Suppression des diffractions

Les VP estimés sont ensuite exploités pour détecter les rayons récurrents ayant vraisemblablement subi au moins une diffraction, appelés **rayons diffractés**, et pour remonter aux TOA resynchronisés, appelés **pTOA**.

(5) Tracé de rayons inverse - Estimation de la position

Avec l’aide d’un modèle numérique d’élévation (DEM) de l’environnement, et connaissant les AOA et pTOA des rayons récurrents les plus énergétiques, un algorithme de tracé de rayons inverse (**BRT** – Backward Ray Tracing) est appliqué sur les rayons récurrents non diffractés, appelés **rayons réfléchis**, afin d’obtenir plusieurs estimations de la position du MS. Une illustration de BRT sur deux rayons réfléchis est présentée sur la Figure V.1 (b), et montre la position des 2 points d’intersection virtuel VP1 et VP2. La position finale du MS et la zone d’incertitude est ensuite déduite à l’aide d’un algorithme spécifique.

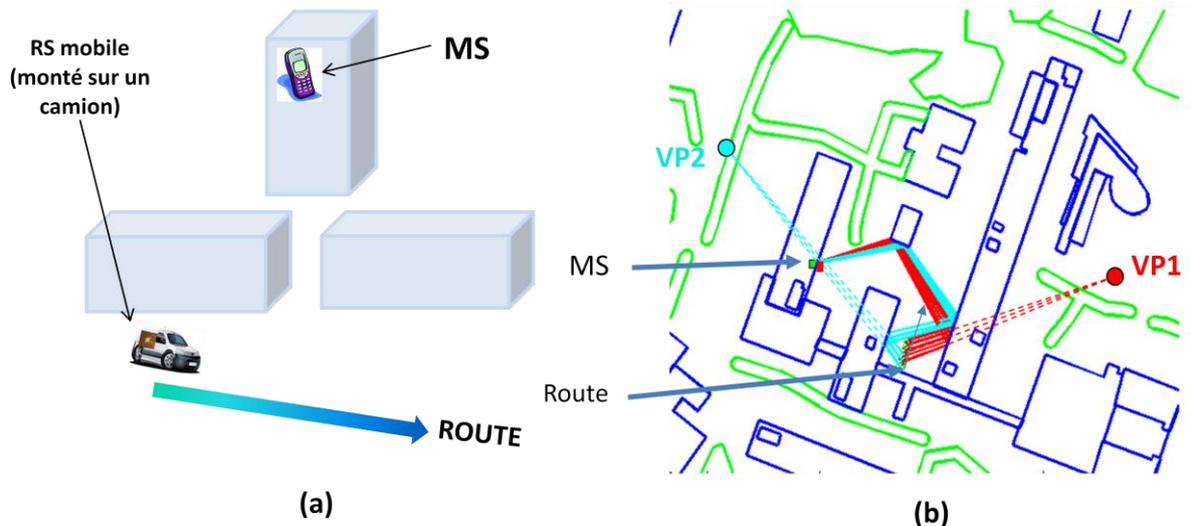


Figure V.1 Scénario typique de localisation (a) – Illustration du principe de BRT sur deux rayons récurrents réfléchis (b).

Le schéma présenté en Figure V.2 résume les différentes étapes de la trame de localisation.

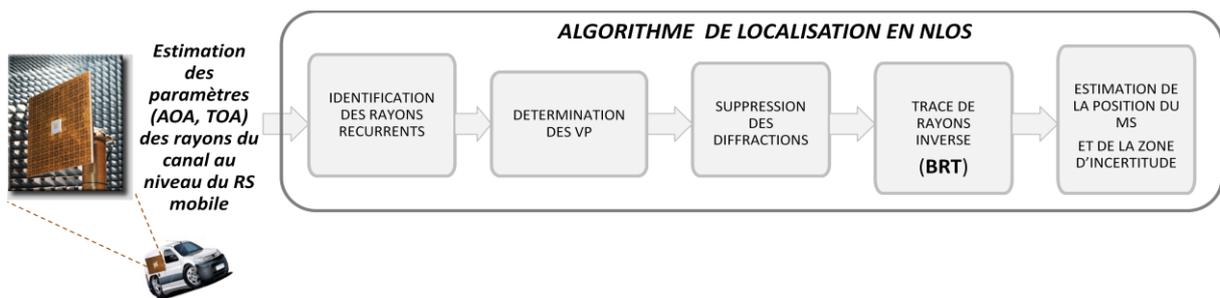


Figure V.2 Synoptique de l'algorithme de localisation

## 2.2. Hypothèses de travail et contraintes

L'algorithme de localisation dynamique s'appuie sur les mêmes hypothèses de travail précédemment décrites pour l'algorithme de localisation en mode statique, détaillées dans le chapitre 3 paragraphe 2.2. Aux hypothèses précédentes s'ajoutent deux nouvelles hypothèses dont le caractère peu limitatif permet l'applicabilité de cet algorithme.

Une première hypothèse supplémentaire concerne la mobilité du MS. Afin de pouvoir détecter de manière fiable les rayons récurrents le long de la route, le MS est supposé statique, ou avoir un déplacement négligeable de quelques mètres maximum, durant plusieurs positions successives de la route (au moins 4). On peut envisager par exemple un scénario de localisation où l'on effectue 10 acquisitions de signal tous les 2 mètres, avec un RS se déplaçant à une vitesse  $v_{RS}$  de 30 km/h sur cette route de 18 mètres, et un déplacement autorisé jusqu'à 3 mètres pour le MS ( $d_{x_{MS}} = 3$  m). La vitesse maximale autorisée pour le MS, dans le pire cas où des rayons récurrents se prolongent du début à la fin de la route ( $d_{RR_{max}} = 18$  m) est de 5 km/h. On peut définir de manière générale une vitesse maximale autorisée pour le MS égale à  $\frac{v_{RS} \cdot d_{x_{MS}}}{d_{RR_{max}}}$ . On compensera un déplacement du MS en

augmentant la vitesse de déplacement du RS. Notons qu’il faut par ailleurs que les distances RS-VP soient nettement supérieures à ce déplacement maximal  $d_{x_{MS}}$  pour qu’il puisse être négligeable.

Une deuxième hypothèse supplémentaire est relative aux signaux émis par le MS. Ne connaissant pas l’instant d’émission des signaux par le MS ni les temps de latence éventuels entre deux trames en cas d’interruption, si l’on souhaite que les TOA estimés le long de la route puissent être exprimés à partir du même référentiel de temps, il est alors nécessaire que les signaux soient émis en continu sans interruption durant le déplacement du RS sur la route. En reprenant l’exemple précédent du scénario typique de localisation, cela imposerait que la trame du signal émis dure au moins 2.16 secondes.

Concernant les contraintes du procédé de localisation dynamique, elles sont identiques à celles décrites pour le premier procédé de localisation. A titre de rappel, elles concernent principalement l’absence de synchronisation MS-RS, la faible bande passante de transmission, les contraintes sur la taille du réseau d’antennes. Les difficultés, communes à toute technique de localisation radio, sont relatives à la condition NLOS et l’abondance de multi-trajets. Soulignons que les diffractions représenteront le point particulier de difficulté dans le cas de procédé présenté.

### 2.3. Description des différentes étapes

#### 2.3.1. Identification des rayons récurrents

On considèrera les caractéristiques des rayons les plus énergétiques du canal, choisis en appliquant un seuil de 10 dB par rapport au rayon le plus énergétique.

Lorsque le RS se déplace le long de la route rectiligne et fournit les estimées des paramètres du canal MS-RS mobile, certains rayons présentent des TOA et AOA très proches, variant légèrement le long de la route ou d’une partie de la route. Ainsi, un rayon récurrent  $i$  apparaîtra sur  $N_i$  positions de RS sur la route. Chaque apparition du rayon récurrent  $i$  est alors décrit par le quadruplet  $(\overline{TOA}_{i,j}, \overline{AOA}_{i,j}^{az}, \overline{AOA}_{i,j}^{el}, \hat{\gamma}_{i,j})$ , où  $j$  est l’indice de la position du RS sur la route.

A titre d’illustration, les Figure V.3 (a) et (b) représentent respectivement la variation des AOA azimut et des TOA des rayons les plus énergétiques du canal, pour  $N_{pos} = 10$  positions du RS par pas de 2.5 mètres, pour une position (fixe) donnée du MS. Les croix rouges représentent les paramètres estimés par l’algorithme RIMAX appliqués sur une réponse impulsionnelle filtrée sur 22 MHz, et les ronds bleus les paramètres prédits en bande infinie par le modèle de lancer de rayons. La version actuelle de l’HRA n’étant pas encore adaptée sur un réseau d’antennes en 3D, la variation des AOA en élévation estimées n’est pas disponible. Notons déjà une très bonne correspondance entre estimation obtenue en bande finie et modèle en bande infinie pour les TOA et AOA azimut.

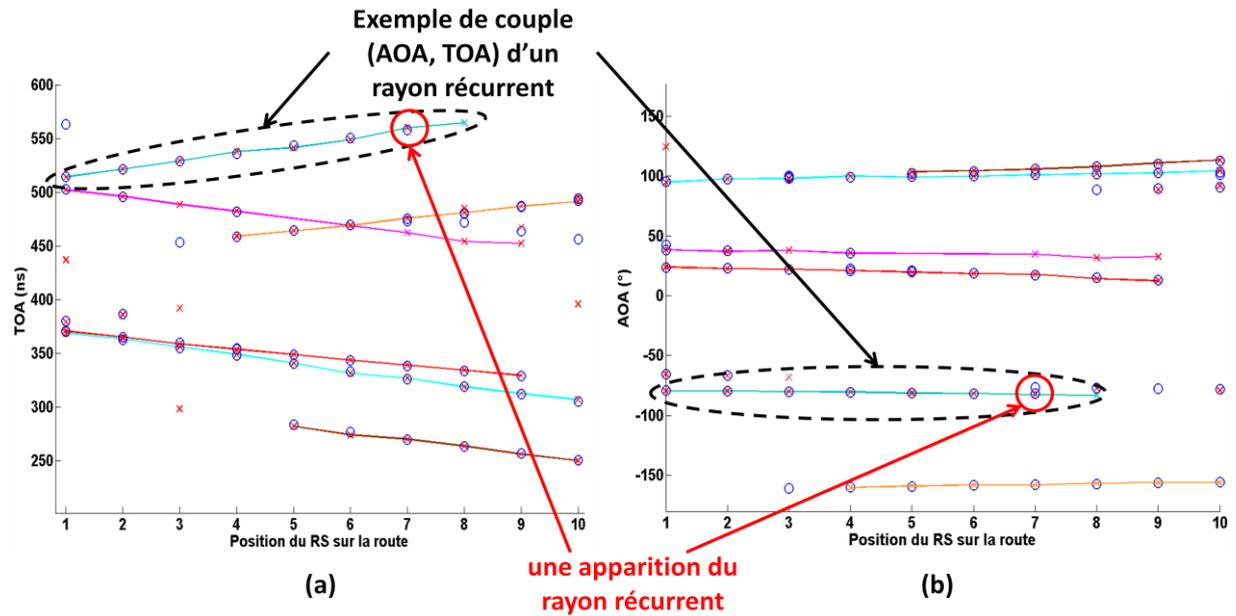


Figure V.3 Variation des TOA et AOA azimut des rayons estimés (croix rouges)/prédits par lancer de rayons (ronds bleus) le long de la route du RS. Seuil 10 dB. L’estimation est effectuée avec RIMAX, avec un réseau UCA 12 patch (SNR 20 dB).

Le problème est maintenant de détecter les  $N_i$  apparitions d’un rayon récurrent le long du déplacement du RS. Si l’on suppose que la distance électrique équivalente entre le plus petit TOA d’un rayon récurrent  $i$  est très grande devant la longueur de la portion de route de longueur  $N_i$ , on peut considérer que les paramètres angulaires et de retard varient linéairement sur cette courte distance. Sur cet exemple, la variation des paramètres estimés le long de chaque rayon récurrent correspondrait alors aux différentes lignes de couleur sur la Figure V.3. Toutefois, en raison des erreurs d’estimation de l’HRA, les croix ne sont pas parfaitement alignées.

Dans le cas général d’une caractérisation 3D, l’algorithme de moindre carré (3D-LS) est conjointement appliqué sur les TOA, AOA azimut et AOA élévation, sur un modèle de variation linéaire, pour identifier les rayons récurrents les plus vraisemblables et pour corriger l’erreur d’estimation éventuelle sur les angles et retards par linéarisation. On considèrera par ailleurs une détection initiale d’un rayon récurrent sur au moins  **$L$  positions successives** pour assurer une fiabilité de l’accroche initiale,  $L$  étant fixé par la suite à 4.

En raison des éventuelles divergences dues au modèle approximatif de linéarité de l’évolution des caractéristiques AOA et TOA, et des erreurs d’estimation des AOA et TOA, une marge de tolérance est fixée pour l’écart-type maximal entre le modèle linéaire et les estimées AOA et TOA comme critère pour considérer un rayon récurrent. Cette marge est fixée en fonction de la bande passante et de la taille du réseau qui conditionnent les performances de l’HRA.

Les amplitudes ne sont pas exploitées car elles sont moins précises que les TOA et AOA, en raison notamment du diagramme de rayonnement de l’antenne d’émission et de son orientation qui sont inconnus.

### 2.3.2. Détermination du Point Virtuel

Pour simplifier la représentation, trois positions successives du RS sont considérées, respectivement  $RS_{n-1}$ ,  $RS_n$  et  $RS_{n+1}$ , les coordonnées du  $VP_m$  associé au rayon récurrent  $m$ , peuvent être en principe déduites uniquement à partir des  $\widehat{AOA}_{m,n}^{az}$  et  $\widehat{AOA}_{m,n}^{el}$  corrigées par linéarisation, comme illustré sur la Figure V.4. Toutefois, une telle construction géométrique peut facilement introduire d’importantes erreurs liées aux erreurs d’estimation angulaire encore présentes ou peu corrigées lors de l’étape précédente.

Des équations additionnelles basées sur la TDOA entre les directions d’arrivée successives sont introduites. On choisira par exemple le point médian d’indice  $n$  de la route comme référence de temps arbitraire. Connaissant la TDOA aux positions  $n - 1$  et  $n + 1$  par rapport à cette référence de temps  $\widehat{TOA}_{m,n}$ , ces deux positions de RS peuvent être translâtées le long de leurs lignes AOA pour obtenir les points projetés  $RS_{m,n-1}^{proj}$  et  $RS_{m,n+1}^{proj}$  respectivement. Les « TOA absolus » étant égaux respectivement en ces points d’indices  $n - 1$ ,  $n$  et  $n + 1$ , ces points projetés doivent être situés sur le cercle dont le centre est le point inconnu  $VP_m$ . Les coordonnées de  $VP_m$  sont par conséquent déduites à partir d’un système d’équations surdimensionné qui implique les AOA, les TDOA ainsi que d’autres considérations géométriques.

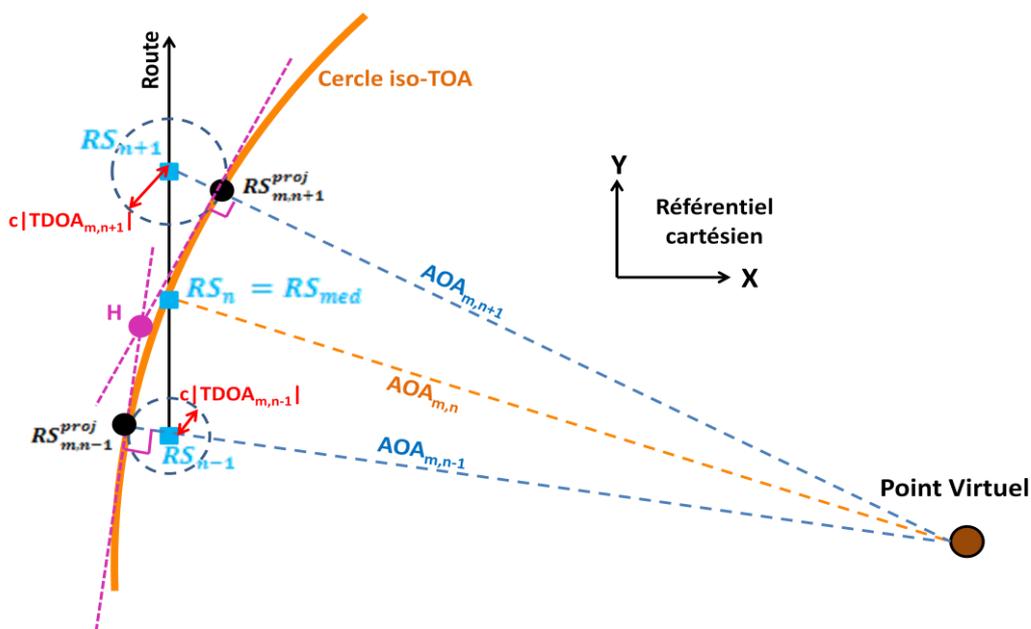


Figure V.4 Vue aérienne du Point Virtuel (VP) déduit à partir des AOA, TDOA, ainsi que d’autres considérations géométriques.

En considérant le problème en trois dimensions, pour un rayon récurrent d’indice  $m$  apparaissant sur  $N_m$  positions du RS, on note  $3 N_m$  inconnues, respectivement les coordonnées cartésiennes X-Y-Z du  $VP_m$  et des  $(N_m - 1)$  projetés des positions de RS, privées de la position médiane (qui n’est pas prise en compte), servant de référence pour les TOA, sur le cercle iso-TOA.

- Equations liées à l’AOA élévation

La connaissance des AOA en élévation sur les  $N_m$  positions du RS mène à  $N_m$  équations, chacune d’entre elles, d’indice  $n$ , étant définie par

$$\mathbf{F}_n^{AOAel} = \sin^{-1} \left( \frac{Z_{VP_m} - Z_{RS_n}}{D_{VP_m,RS_n}^{3D}} \right) - \widehat{AOA}_{m,n}^{el} = 0 \quad V-1$$

où  $Z_{VP_m}$  correspond à la coordonnée Z (référentiel cartésien) du  $VP_m$ ,  $Z_{RS_n}$  à la hauteur du RS à la position  $n$ .  $D_{a,b}^{3D}$  est la distance en 3D entre le point  $a$  et le point  $b$ , définie par

$$D_{a,b}^{3D} = \sqrt{(X_a - X_b)^2 + (Y_a - Y_b)^2 + (Z_a - Z_b)^2} \quad V-2$$

- Equations liées à l’AOA azimut

De même,  $N_m$  équations peuvent être définies, à partir des angles d’azimut, par

$$\mathbf{F}_n^{AOAaz} = \sin^{-1} \left( \frac{Y_{VP_m} - Y_{RS_n}}{D_{VP_m,RS_n}^{3D} \times \cos \left( \sin^{-1} \left( \frac{Z_{VP_m} - Z_{RS_n}}{D_{VP_m,RS_n}^{3D}} \right) \right)} \right) - \widehat{AOA}_{m,n}^{az} = 0 \quad V-3$$

- Equations liées aux projections de RS sur le cercle iso-TOA

Les projections des  $(N_m - 1)$  positions de RS sur le cercle iso-TOA de centre  $VP_m$  mènent à  $(N_m - 1)$  équations, définies pour chaque position  $n$ , à l’exception de la position médiane prise comme référence, par

$$\mathbf{F}_n^{TOAcst} = D_{VP_m,RS_{med}}^{3D} - D_{VP_m,RS_{m,n}^{proj}}^{3D} = 0 \quad V-4$$

où  $RS_{med}$  est la position médiane du RS sur la portion de route où apparait le rayon récurrent  $m$ .

- Equations liées à la TDOA

La connaissance des TDOA permet de définir un autre jeu de  $(N_m - 1)$  équations suivantes :

$$\mathbf{F}_n^{TDOA} = D_{RS_n,RS_{m,n}^{proj}}^{3D} - c \cdot |\widehat{TDOA}_{m,n}| = 0 \quad V-5$$

avec

$$\widehat{TDOA}_{m,n} = \widehat{TOA}_{m,n} - \widehat{TOA}_{m,med} \quad V-6$$

$c$  représente la vitesse de la lumière dans le vide ;  $\widehat{TOA}_{m,med}$  le TOA estimé (et corrigé par linéarisation) à la position médiane de la portion de route.

- Equations liées à la tangentialité entre cercle iso-TOA et cercles TDOA

Bien que ces  $(4 N_m - 2)$  équations suffisent pour résoudre un problème à  $3 N_m$  inconnues si l’on considère une route minimale de  $N_m = 3$ , un jeu supplémentaire d’équations peut être introduit pour améliorer la fiabilité de la solution. Les points  $RS_{m,n}^{proj}$  étant également des points de tangence

entre les cercles de rayons ( $c|\widehat{TDOA}_{m,n}|$ ) et le cercle iso-TOA de rayon  $D_{VP_m,RS_{med}}^{3D}$ , ( $N_m - 1$ ) de nouvelles équations peuvent être exploitées :

$$\mathbf{F}_n^{tang} = \frac{D_{H,RS_n}^{2D}}{2} - D_{C,RS_{m,n}}^{2D} = 0 \quad V-7$$

avec  $H$  un point arbitraire sur la droite perpendiculaire à  $(RS_n, VP_m)$  passant par  $RS_{m,n}^{proj}$  ;  $C$  le milieu du segment  $[H, RS_n]$ . Le terme  $D_{a,b}^{2D}$  désigne la distance 2D entre le point  $a$  et le point  $b$ , définie par

$$D_{a,b}^{2D} = \sqrt{(X_a - X_b)^2 + (Y_a - Y_b)^2} \quad V-8$$

Ces 5 jeux d’équations permettent de dresser un système à  $(5 N_m - 3)$ équations pour  $3 N_m$  inconnues. Afin de pouvoir calculer une fonction de coût globale, ces équations doivent être exprimées dans la même unité. Les équations  $F_n^{AOAaz}$  et  $F_n^{AOAel}$ , exprimées en radian, doivent donc être converties en mètres. Pour assurer par ailleurs une même sensibilité face aux erreurs d’estimation d’AOA et de TOA, on choisit une distance de normalisation  $D_{AOA/TOA}^{pond}$  pour convertir le résiduel d’angle en résiduel de distance. La fonction de coût globale  $F$  est finalement exprimée par

$$\mathbf{F} = \sum_{n=1}^{N_m} \frac{(D_{AOA/TOA}^{pond})^2}{2} |\mathbf{F}_n^{AOAaz}| + \sum_{n=1}^{N_m} \frac{(D_{AOA/TOA}^{pond})^2}{2} |\mathbf{F}_n^{AOAel}| + \sum_{n=1}^{N_m-1} (\mathbf{F}_n^{TOAcst})^2 + \sum_{n=1}^{N_m-1} (\mathbf{F}_n^{TDOA})^2 + \sum_{n=1}^{N_m-1} (\mathbf{F}_n^{tang})^2 \quad V-9$$

Notons que les termes de résiduel  $\left\{ \frac{(D_{AOA/TOA}^{pond})^2}{2} |\mathbf{F}_n^{AOAaz/el}| \right\}$  représentent les secteurs des disques

liés aux résiduels angulaires. La valeur de  $D_{AOA/TOA}^{pond}$  sera choisie en fonction de l’erreur d’estimation moyenne des TOA et AOA. Si l’estimateur présente une erreur angulaire moyenne de  $\langle \varepsilon_{AOA} \rangle$  degrés et une erreur moyenne de  $\langle \varepsilon_{TOA} \rangle$  secondes,  $D_{AOA/TOA}^{pond}$  est fixée telle que

$$\frac{(D_{AOA/TOA}^{pond})^2}{2} \cdot \frac{\langle \varepsilon_{AOA} \rangle \times \pi}{180} = (c \cdot \langle \varepsilon_{TOA} \rangle)^2 \quad V-10$$

A titre d’exemple, si on considère une équivalence  $\langle \varepsilon_{AOA} \rangle / \langle \varepsilon_{TOA} \rangle$ ,  $D_{AOA/TOA}^{pond}$  vaut 3.21 mètres.

Ce système d’équations peut être résolu par un algorithme d’optimisation, qui peut être effectué par la fonction *fmincon* de Matlab. Un système avec un nombre important d’équations peut devenir coûteux en termes de temps de calcul. Si une initialisation et des bornes de contraintes judicieuses sont choisies, le temps de calcul peut être minimisé. La solution initiale est calculée par triangulation classique : le  $VP_m$  est obtenu en calculant le centroïde de tous les points d’intersection possibles entre les différents  $(\widehat{AOA}_{m,n}^{az}, \widehat{AOA}_{m,n}^{el})$  pris deux à deux. Quant aux bornes basses et hautes pour le  $VP_m$  et les projetés  $RS_{m,n}^{proj}$ , elles doivent être délimitées à partir de l’étendue de l’environnement défini par le modèle numérique d’élévation (DEM). Dans le cas de l’étude théorique présentée, les bornes ont été définies par une zone carrée de côté 2 km, centré autour de la position n°4 du MS présentée dans le chapitre 3 section 5.

### 2.3.3. Détection des diffractions

Après avoir identifié les rayons récurrents et calculé leurs points virtuels, quatre situations, illustrées sur la Figure V.5, peuvent se produire durant la propagation.

Dans le premier cas, le rayon récurrent a subi une à plusieurs réflexions. La distance entre une position  $RS_n$  et le VP correspond au parcours du rayon « déplié » entre MS et cette position  $RS_n$ .

Dans le second cas, le rayon récurrent correspond à un rayon LOS ou OLOS : le VP mène alors directement à la position du MS.

Dans le troisième cas, le rayon récurrent a subi au moins une diffraction sur une arête verticale durant la propagation. La distance entre  $RS_n$  et le VP correspond au parcours du rayon « déplié » entre  $RS_n$  et le dernier point de diffraction lors de la propagation ( $MS, RS_n$ ).

Dans le dernier cas, le rayon récurrent a subi au moins une diffraction horizontale, le VP représente alors l’image du MS après avoir subi une à plusieurs (dans le cas de diffractions horizontales multiples) rotation(s) d’angle liée(s) à l’angle d’incidence de diffraction.

Tandis que les cas 1 et 2 permettent de remonter à la position du MS par tracé de rayon inverse, il y a perte d’information, en cas de diffraction, sur la propagation entre le MS et le dernier point de diffraction pour les cas 3 et 4.

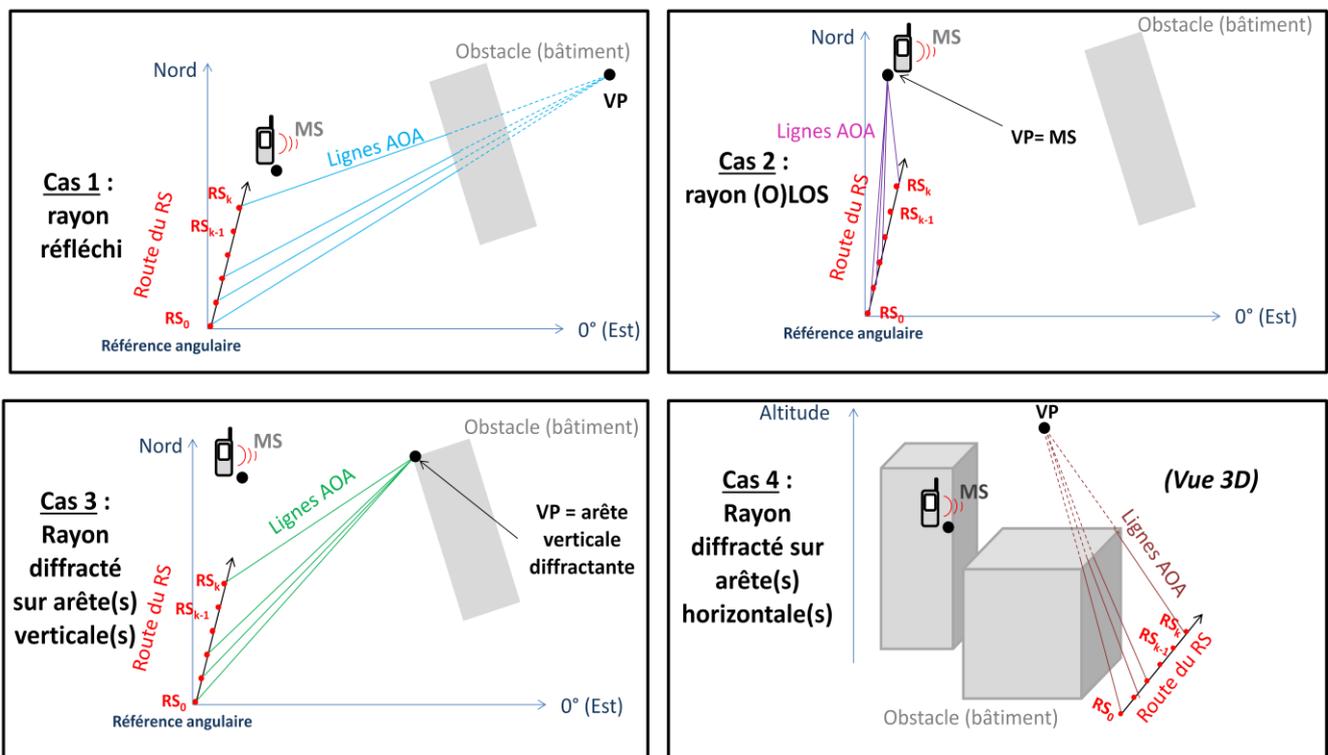


Figure V.5 Cas rencontrés pour les Virtual Point. Vue aérienne pour les cas 1, 2 et 3 ; vue 3D pour le cas 4.

Pour effectuer la localisation, seuls les rayons récurrents réfléchis et (O)LOS peuvent être exploités. Dans [MEDB12], une méthode est proposée pour classifier les rayons diffractés de

catégorie 4. Les auteurs utilisent d’abord l’excès de perte de propagation pour détecter si un canal avait subi une importante contribution de diffraction. Puis, pour extraire les rayons ayant subi des diffractions horizontales, les AOA étaient extrapolés en partant du récepteur, connaissant les distances équivalentes correspondant aux TOA. Si la hauteur de l’image correspondait approximativement à celle du MS, le rayon était classifié comme étant un rayon réfléchi, sinon, il était considéré comme diffracté. Dans un contexte de localisation, la hauteur du MS n’est pas connue. Toutefois, connaissant la hauteur maximale des bâtiments de l’environnement, extraite à partir du DEM, on peut éjecter les rayons récurrents menant à des VP dont la hauteur est supérieure à la hauteur du plus haut bâtiment de la zone.

La méthode proposée permet de détecter les diffractions verticales sans nécessiter de synchronisation entre MS et RS. L’approche repose sur l’information des TOA absolus, extraite à partir des VP. On considère que la distance entre un  $VP_m$  et chaque position  $n$  de la portion de route du RS liée à ce  $VP_m$  donne un pseudo-TOA absolu, noté  $pTOA_{m,n}$ . L’ensemble des  $VP_m$  peut être maintenant divisé en deux classes, se référant aux  $N_R$  rayons réfléchis (ou les (O)LOS) et aux  $N_D$  rayons diffractés (ayant subi au moins une diffraction verticale). Dans le cas de rayons réfléchis, le VP représente la dernière image du MS par rapport à la dernière façade rencontrée sur le parcours, en référence à la méthode des images [HUSCH94] utilisée pour le tracé de rayons. Le  $pTOA_{m,n}$  est alors le TOA absolu « exact » s’il n’y a pas d’erreur d’estimation de la position du VP. Dans le cas de rayons diffractés, il n’est pas possible d’extraire le TOA absolu, car il y a perte d’information entre le MS et la dernière arête verticale diffractante. En mode asynchrone, le biais de synchronisation  $\Delta t_{synch}$ , représentant l’écart entre la référence de temps arbitraire (par rapport à laquelle les  $\widehat{TOA}_{m,n}$  sont exprimés) et l’instant d’émission des signaux, est la même pour tous les rayons le long de la route du RS. Les particularités des rayons de ces deux classes peuvent être exprimées à travers l’erreur de synchronisation  $(\varepsilon_{synch})_{m,n}$  par

$$\forall m \in N_R, \quad (\varepsilon_{synch})_{m,n} = \widehat{TOA}_{m,n} - pTOA_{m,n} + \varepsilon_{VP_m} \quad V-11$$

$$\forall m \in N_D, \quad (\varepsilon_{synch})_{m,n} = \widehat{TOA}_{m,n} - pTOA_{m,n} + \varepsilon_m^{diff} + \varepsilon_{VP_m} \quad V-12$$

où  $\varepsilon_{VP_m}$  est l’erreur d’estimation du  $VP_m$ , et  $\varepsilon_m^{diff}$  est le biais de diffraction, toujours positif et spécifique à chaque rayon récurrent diffracté.

Pour un ensemble de rayons exclusivement réfléchis, les  $(\varepsilon_{synch})_{m,n}$  sont centrés autour de  $\Delta t_{synch}$  avec une variance très faible, liée aux erreurs d’estimations de la position du VP. Si un rayon récurrent provient d’une diffraction, la variance de  $(\varepsilon_{synch})$  deviendra beaucoup plus élevée, en raison du biais positif  $\varepsilon_m^{diff}$ . Ces caractéristiques sont mises en évidence sur les Figure V.6 (a) et (b).

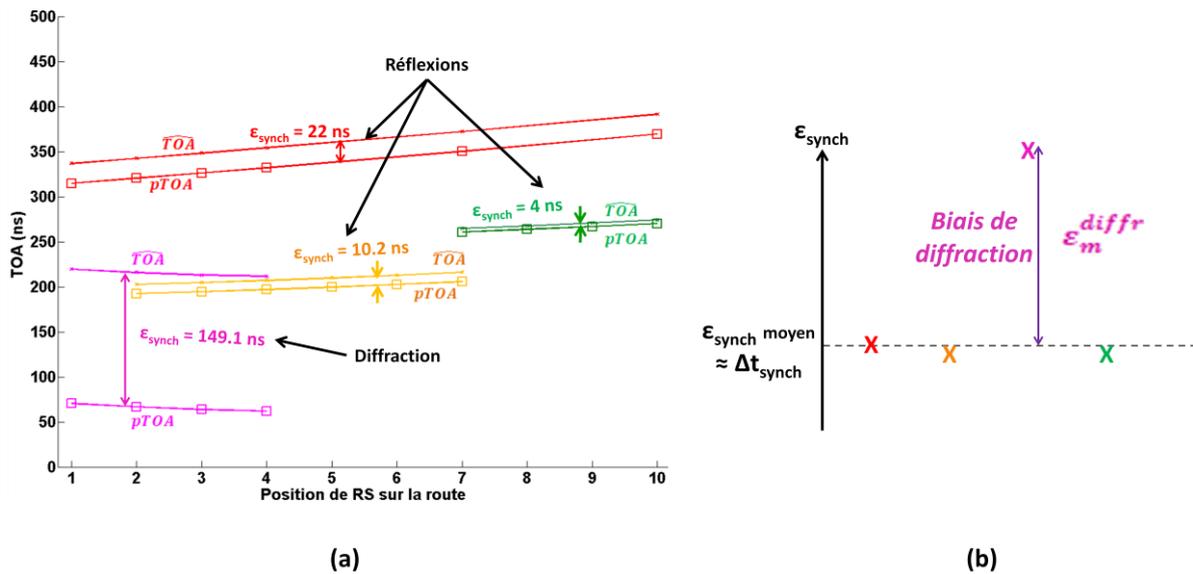


Figure V.6 TOA et pTOA déduits des VP pour les différents rayons récurrents le long de la route (a) – Erreurs de synchronisation correspondant à ces rayons récurrents (b). Exemple pour le scénario de localisation de MS7 par le RS se déplaçant sur la route 9.

Par conséquent, une méthode simple pour supprimer les diffractions est de rejeter un par un chaque rayon récurrent présentant le  $(\epsilon_{synch})_{m,n}$  le plus élevé, tant que la variance de  $(\epsilon_{synch})$  est au dessus d’un seuil de variance acceptable  $S_{\epsilon_{synch}}$ . Ce seuil est lié à la variance de l’erreur d’estimation  $\epsilon_{VP_m}$  du VP.

L’algorithme de détection des diffractions s’applique de manière dynamique à chaque position du RS sur la route. Les rayons réfléchis doivent donc être majoritaires à chaque position du RS. Dans le cas où les diffractions sont majoritaires, si leurs biais  $\epsilon_m^{diffr}$  sont suffisamment proches, cela résulterait en une détection erronée des rayons réfléchis.

### 2.3.4. Tracé de rayons inverse et estimation de la position du MS

Après avoir extrait les rayons supposés réfléchis dans l’étape précédente, un tracé de rayons inverse est appliqué sur ces  $N_R$  rayons, connaissant les AOA azimuth/ élévation et les TOA absolus déduits des distances RS-VP, pour obtenir  $N_R$  estimées de MS. Une illustration est présentée sur la Figure V.7, avec les deux types de rayons récurrents exploitables : rayon réfléché (simple et multiple) et rayon LOS.

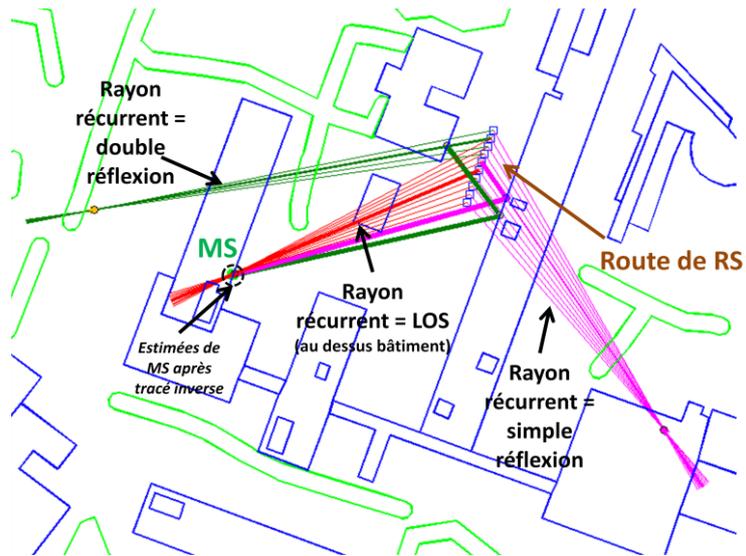


Figure V.7 Illustration de l'obtention des estimées de MS à partir des rayons récurrents exploitables, c'est-à-dire réfléchis et (O)LOS. Exemple pour le scénario de localisation de MS1 par le RS se déplaçant sur la route 8.

A ce niveau, un premier problème est à faire remarquer. Il peut arriver que des rayons soient transmis à travers les obstacles (bâtiments, végétation) et donc ne se réfléchissent pas sur la façade concernée. Or si l'on considère, lors du BRT, toutes les combinaisons possibles de propagation multiples avec toutes les façades interagissant, cela résulterait en un nombre de combinaisons possibles d'estimées de MS trop important. Si l'on considère de manière heuristique que le rayon est soit un OLOS, soit un rayon qui subit une réflexion dès qu'il rencontre une façade réfléchissante, cela peut parfois causer d'importants écarts de position sur les estimées de MS, mis en évidence dans l'exemple présenté en Figure V.8. Sur cette figure, le rayon récurrent en magenta pénètre un bâtiment (rouge) avant de subir d'autres réflexions.

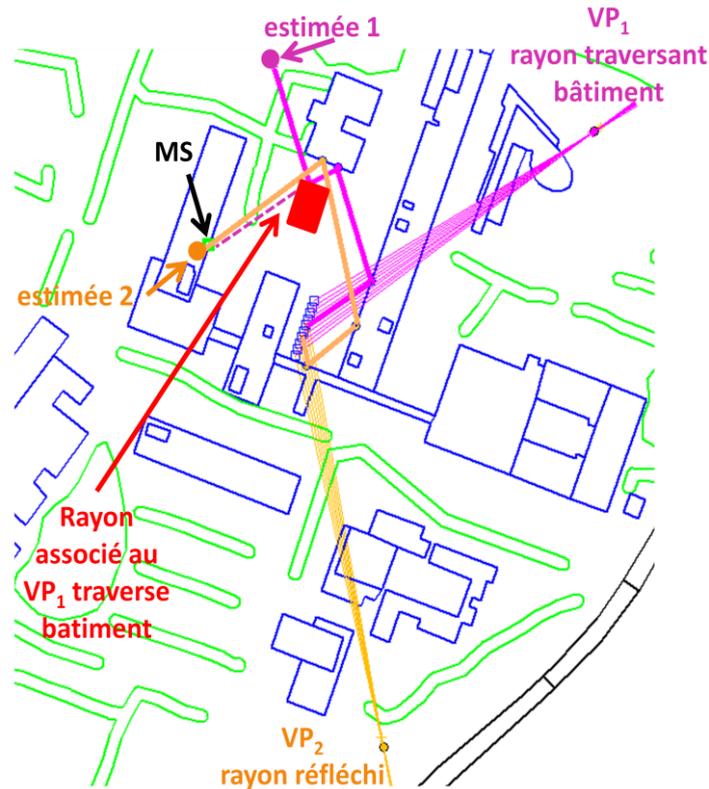


Figure V.8 Illustration du problème de pénétration après réflexion(s) sur le rayon récurrent magenta. Exemple pour le scénario de localisation de MS2 par le RS se déplaçant sur la route 1.

Par ailleurs, d’autres sources d’erreur sont à soulever :

- une erreur d’estimation de VP, même faible, peut engendrer par exemple une réflexion sur la façade voisine du bâtiment, dirigeant l’estimée de MS vers une direction totalement fautive
- une marge de tolérance sur la variance ( $S_{\varepsilon_{synch}}$ ) choisie trop large, qui ne supprime pas une diffraction
- l’approximation d’évolution linéaire des AOA et TOA, qui n’est plus respectée, se produisant si la distance RS-VP n’est pas suffisamment grande devant la longueur de la portion de route de RS où apparait le rayon récurrent concerné. L’erreur d’estimation de VP peut alors être significative et engendrer par conséquent une erreur très importante sur l’estimée de MS.

Ces sources d’erreur engendrent des outliers, c’est-à-dire des points aberrants, sur l’ensemble des estimées de MS. Une diversité temporelle est introduite en mémorisant l’ensemble des estimées de MS, dont les coordonnées 3D sont incluses dans le vecteur  $(\hat{\mathbf{x}}_{MS})_{m,n}$ , à chaque position  $n$  du RS sur la route et pour chaque rayon  $m$  supposé non diffracté. La Figure V.9 affiche un exemple d’estimées MS mémorisées au cours de la route, avec présence de quelques outliers.

Un algorithme de test de résiduel (Residual Test) est ensuite appliqué sur ces estimations temporelles. A chaque itération de cet algorithme de résiduel, le centroïde des estimées de MS, de coordonnées 3D incluses dans  $\hat{\mathbf{x}}_{centroid}$ , est calculé. Il est possible d’introduire un facteur d’oubli sur ces estimées si l’on souhaite pondérer de manière plus prononcée les estimées les plus récentes et intégrer un déplacement éventuel du MS :

$$\hat{\mathbf{x}}_{centroid} = \frac{1}{N_{pos}-L+1} \sum_{n=L}^{N_{pos}} \sum_{m=1}^{N_{Rn}} \frac{\Lambda^{n-N_{pos}}}{N_{Rn}} \cdot (\hat{\mathbf{x}}_{MS})_{m,n} \quad V-13$$

où  $N_{Rn}$  est le nombre d’estimées de MS à la position  $n$ .  $\Lambda$  est le facteur d’oubli, avec  $\Lambda \in [0,1]$ .  $L$  est la longueur minimale d’un rayon récurrent.

Un rayon maximal d’incertitude  $r_{max}$  est fixé pour les estimées de MS comme critère d’exclusion des outliers. L’algorithme exclut alors une à une les estimées de MS tant que

$$\max(\|(\hat{\mathbf{x}}_{MS})_{m,n} - \hat{\mathbf{x}}_{centroid}\|) > r_{max} \quad V-14$$

et s’arrête avant, si l’on atteint un ratio maximal  $ratio_{max}$  d’outliers supprimés.

Ce choix de cette méthode est un compromis entre exclusion d’un maximum d’outliers et maintien d’un minimum d’estimées.

Finalement, la position estimée de MS est la position finale du centroïde  $\hat{\mathbf{x}}_{centroid}$  après exclusion des outliers présumés, et le rayon de la zone d’incertitude, définie par une sphère, est

$$R_{sphere} = \max(\|(\hat{\mathbf{x}}_{MS})_{m,n} - \hat{\mathbf{x}}_{centroid}\|) \quad V-15$$

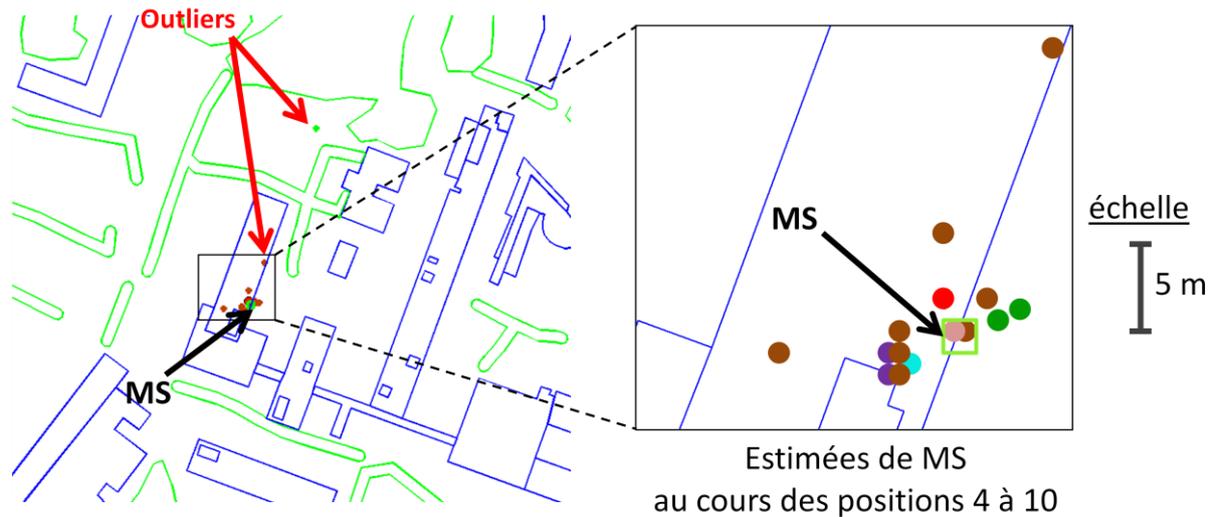


Figure V.9 Mémoire des estimées le long de la route.

### 3. Simulations

Afin de tester la validité théorique de cette méthode de localisation avec un récepteur mobile, les vrais paramètres AOA et TOA des rayons ont été introduits dans l’algorithme de localisation. Il n’y a donc pas d’erreur d’estimation introduite, mises à part celles induites par la résolution limitée par la sphère de réception (1 mètre de rayon) et par les pas angulaire et linéaire pour la discrétisation des arêtes de bâtiments (voir chapitre 1 partie 3.3.2). L’algorithme a été testé pour les modes de polarisation VV et HH.

Les paramètres appliqués dans l’algorithme de localisation sont les suivants :

Tableau V-1 Paramètres de simulation

| ETAPE DE L’ALGORITHME                       |   |
|---|---|
| <b>Identification des rayons récurrents</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>Marges de tolérance (détection des rayons récurrents) : 1.5° azimuth, 1.5° élévation, 1.5 ns</li> <li><math>L = 4</math></li> </ul>                              |
| <b>Détermination des VP</b>                 | <ul style="list-style-type: none"> <li>Zone de contrainte : carré de coté 2 km, centré sur la position n°4 du MS</li> </ul>   |
| <b>Détection des diffractions</b>           | <ul style="list-style-type: none"> <li><math>S_{e_{synch}} = 15 ns</math></li> </ul>  |
| <b>Backward Ray Tracing (BRT)</b>           | <ul style="list-style-type: none"> <li>4 interactions (réflexions) maximum</li> </ul>   |
| <b>Residual Test algorithm</b>              | <ul style="list-style-type: none"> <li><math>\Lambda = 1</math> (pas de mobilité du MS durant la route du RS)</li> <li><math>r_{max} = 25 m</math></li> <li><math>ratio_{max} = 40 \%</math></li> </ul> |

### 3.1. Environnement de simulation

Les conditions de simulation sont identiques à celles décrites dans le chapitre 3. L’algorithme est testé pour 8 positions différentes du MS. Pour chaque déplacement du RS le long des 9 routes mentionnées sur la Figure V.10, la position du MS est fixe. Pour chaque route, le canal est estimé sur 10 positions, espacées de 2.5 mètres. Le nombre total de réalisations disponibles est ainsi de 72.

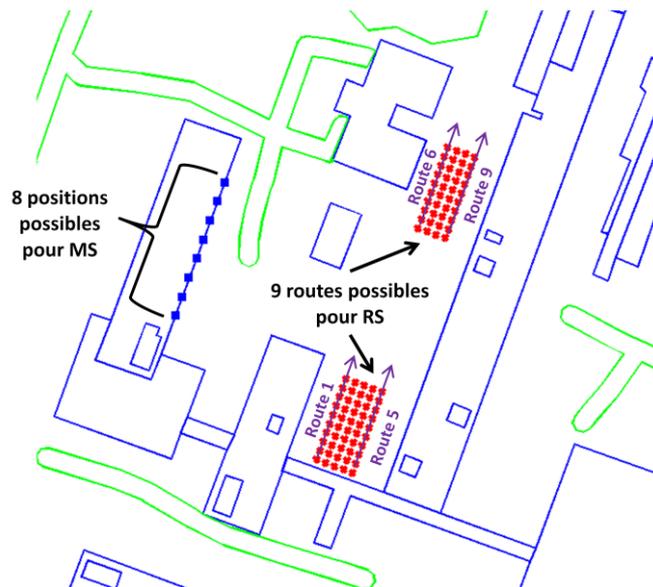


Figure V.10 Vue schématique aérienne de l’environnement de simulation. Les 8 positions possibles de MS sont représentées par des carrés bleus ; les 9 routes possibles de 10 positions (croix rouges) sont parcourues par le RS dans le sens indiqué par les flèches violettes.

### 3.2. Nature des rayons récurrents

Plusieurs types de rayon récurrent ont été identifiés dans le paragraphe 1. Les seuls rayons pouvant introduire des erreurs d’estimation de la position du VP sont les rayons récurrents "diffractés" sur des arêtes verticales. Pour simplifier la présentation des résultats suivants, les 3 classes suivantes de rayons récurrents sont définies:

- Les rayons récurrents "R" sont des rayons ayant subi des interactions dans le canal de type réflexion et/ou diffraction sur arête horizontale. Soit  $N_R$  leur nombre par position de MS et position de RS sur une route.
- Les rayons récurrents "D" sont des rayons ayant subi au moins une diffraction sur arête verticale au cours de leur propagation. Soit  $N_D$  leur nombre par position de MS et position de RS sur une route.
- Les rayons récurrents "R/D". Un rayon récurrent qui, par exemple, pour les premières positions de RS, provenait de réflexion, peut disparaître vers les dernières positions au profit d'un rayon diffracté ayant une AOA similaire, et réciproquement. Il s'agit d'un rayon récurrent mixte réflexion/diffraction. Soit  $N_{R/D}$  leur nombre par position de MS et position de RS sur une route. Un rayon récurrent mixte est illustré sur la Figure V.11 (a). Le tracé inverse des rayons montre qu'avant la position 4 du RS, le rayon est diffracté par l'arête du bâtiment P6, et évolue ensuite en réflexion. Cela se traduit par une dérive des estimées de MS le long de la route, phénomène illustré sur la Figure V.11 (b).

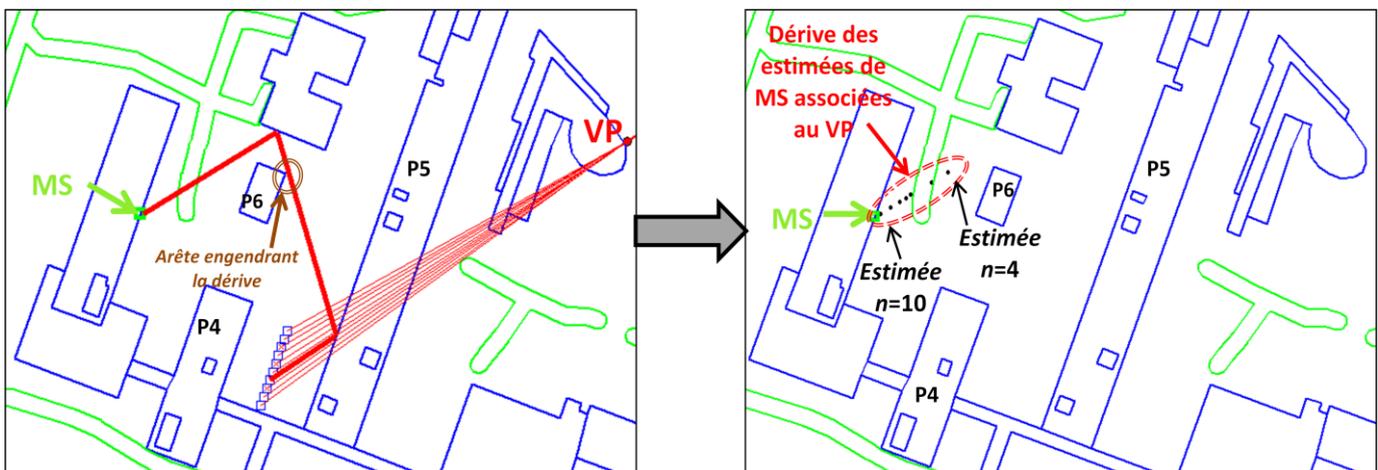


Figure V.11 Illustration d'un rayon récurrent « R/D » (a) en parallèle avec la dérive des estimées de MS sur la route (b).  
Exemple pour le scénario de localisation de MS4 par le RS se déplaçant sur la route 3.

Il est donc important de quantifier le pourcentage de rayons récurrents "D" et "R/D" sur le nombre total  $N_{total} = N_R + N_D + N_{R/D}$  de rayons récurrents par position sur une route et par MS.

L'histogramme de ces pourcentages est donné Figure V.12 pour les polarisations VV et HH. La probabilité de ne pas avoir de rayon récurrent R/D est proche de 0.9 ( $N_{R/D}/N_{total}=0\%$ ) pour les deux polarisations. Ce résultat montre que les dérives des estimés mentionnées ci-dessus seront peu nombreuses. En revanche, la probabilité de ne pas avoir de rayon récurrent "D" est en moyenne de 0.5 pour les deux polarités. Par ailleurs, la probabilité d'avoir 50% de rayons récurrents "D" par route est de 0.2 et 0.1 respectivement en polarisation HH et VV. En effet, en polarisation HH, le phénomène de Brewster (voir chapitre 2 paragraphe 4.1.2) élimine certaines réflexions, les phénomènes de diffraction devenant ainsi plus importants qu'en VV. Ces valeurs élevées de probabilité d'apparition de rayon récurrent "D" vont introduire des erreurs dans l'algorithme de suppression des diffractions comme mentionné dans le paragraphe 1.

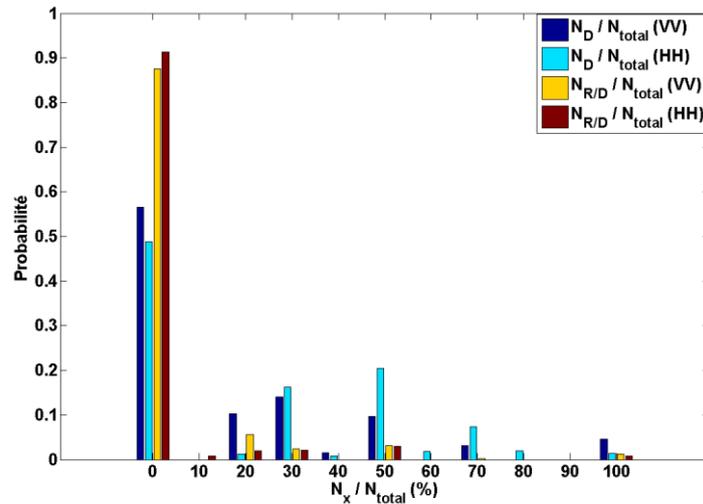


Figure V.12 Probabilités des pourcentages de rayons « D » et « R/D ». Une réalisation est obtenue pour une position de MS et une position de RS sur la route. La détection initiale d’un rayon récurrent se faisant à partir de 4 positions successives où apparaît ce rayon, 504 réalisations sont disponibles, correspondant à 8 MS x 9 routes x 7 positions (positions 4 à 10).

### 3.3. Performances théoriques

Les performances le long de la route du RS sont exprimées en termes de **pourcentage de succès**. Il correspond au pourcentage de réalisations pour lesquelles le MS est dans la sphère d’incertitude. Dans ce contexte, une réalisation correspond à une position de MS et une route de RS. Le rayon de la sphère traduit, quant à lui, la précision de localisation. Pour la polarisation VV, les pourcentages de succès obtenus, présentés en Figure V.13 (a), montrent qu’à la fin de la route, on a 99% de chance que le MS soit dans la sphère d’incertitude. Pour chaque réalisation à succès, le rayon de cette sphère est marqué d’un point sur la Figure V.13 (b). Les CDF calculées sur ces ensembles de réalisations permettent d’en déduire la valeur médiane du rayon ( $CDF_{50\%}$ ) et la valeur à 90% ( $CDF_{90\%}$ ). Pour la position 6 du RS sur la route, cette étude statistique montre que le rayon de la sphère reste égale à 2.6 m quelques soient les réalisations. A delà de cette position, le rayon de la sphère augmente mais converge en valeur médiane vers 5 m à la position 10 et avec un taux de succès de 99%.

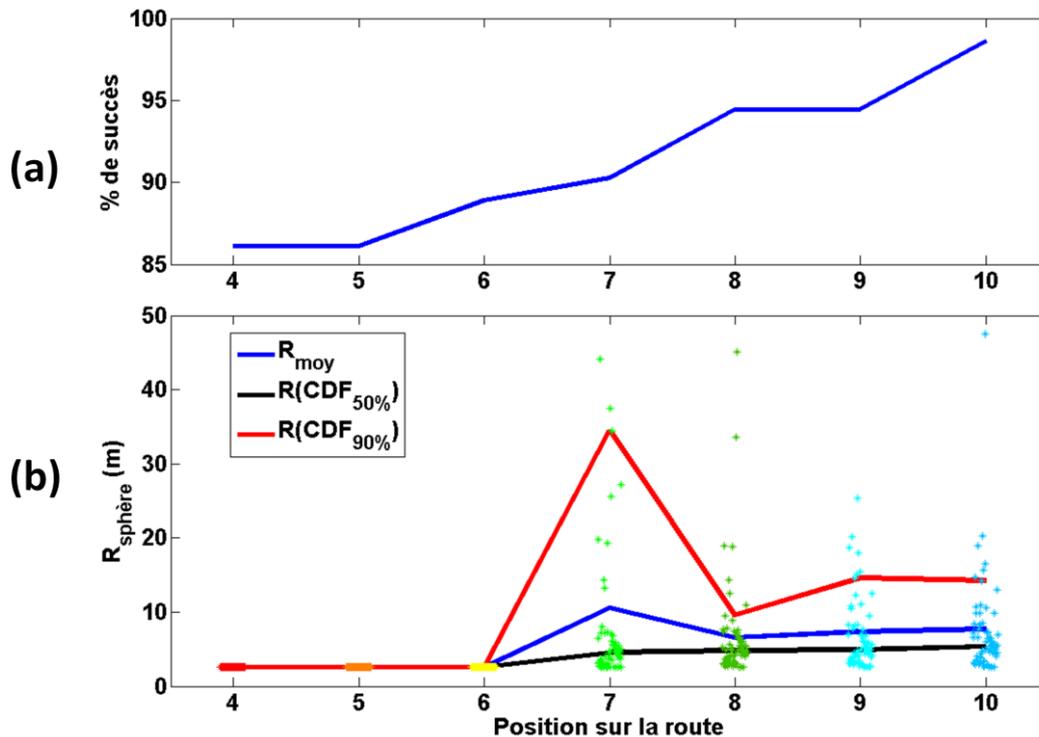


Figure V.13 Performances obtenues en polarisation VV, en termes de pourcentage de succès (a) et rayon de la sphère (b).

Le Tableau V-2 ci-dessous résume les performances obtenues le long de la route, pour les polarisations VV et HH.

Tableau V-2 Performances obtenues le long de la route, pour les polarisations VV et HH en fonction du nombre de positions successives du RS

|           | $N_{pos} = 4$ |                  | $N_{pos} = 5$ |                  | $N_{pos} = 6$ |                  | $N_{pos} = 7$ |                  | $N_{pos} = 8$ |                  | $N_{pos} = 9$ |                  | $N_{pos} = 10$ |                  |
|-----------|---------------|------------------|---------------|------------------|---------------|------------------|---------------|------------------|---------------|------------------|---------------|------------------|----------------|------------------|
|           | % succès      | Précision à 50 % | % succès       | Précision à 50 % |
| <b>VV</b> | 86.1          | <2.6 m           | 86.1          | <2.6 m           | 88.9          | <2.6 m           | 90.3          | <4.6 m           | 94.4          | <4.8 m           | 94.4          | <4.9 m           | 98.6           | <5.2 m           |
| <b>HH</b> | 94.4          | <2.6 m           | 94.4          | <2.6 m           | 95.3          | <2.6 m           | 95.8          | <4.7 m           | 94.4          | <5.2 m           | 97.2          | <5.3 m           | 98.6           | <5.2 m           |

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, les contours d’une méthode de localisation approximative d’un MS avec un récepteur mobile ont été dressés. L’algorithme exploite la corrélation entre les rayons estimés au cours du déplacement du RS. Les premières difficultés rencontrées lors des simulations ont été identifiées et analysées. Une méthode de suppression des diffractions a été proposée, et exploite les points virtuels des rayons récurrents le long de la route. Cette méthode permet également de remonter à l’information de synchronisation pour les TOA estimés.

Les performances obtenues en simulation sont satisfaisantes, avec des taux de réussite de 98.6 % en fin de route, des rayons moyens d’incertitude de 7.7 m et 9m, et une précision à 90 % des

réalisations de 14.2 m et 20 m, respectivement pour les modes de polarisation VV et HH. Des erreurs de localisation et/ou des rayons d'incertitude importants peuvent se produire en présence de rayons récurrents présentant des scénarios mixtes réflexion/diffraction, réflexion/traversée de bâtiment, mais également lorsqu'à une position de RS donnée les rayons réfléchis ne sont pas majoritaires par rapport aux rayons diffractés. Il faudrait alors envisager un algorithme de suppression d'outliers, ou points aberrants, plus performant, par exemple avec des tests d'hypothèses basés sur la variance spatiale des estimées de MS issues d'un même rayon récurrent au fil de la route.

Les étapes suivantes seraient de valider expérimentalement cette méthode à partir des canaux mesurés, d'introduire cette phase préliminaire de localisation approximative dans l'algorithme de localisation détaillé dans le chapitre 3 dans le cas où un RS est déployé, et enfin, d'évaluer les performances de l'algorithme global.



## Conclusion générale et perspectives

L'objectif de cette thèse était de proposer des méthodes de localisation d'un mobile en environnement urbain, les applications visées étant le secours d'individus ou la sécurité civile. Pour cela, le système de localisation devait être basé sur un réseau indépendant de récepteurs, défini par le terme *non coopératif*, et pouvant être déployé rapidement.

Le challenge a trait à la nécessité de connaître avec une précision de l'ordre de quelques mètres la position d'un mobile MS, dans des conditions de propagation difficiles liées à la présence de trajets multiples importants, et de non visibilité directe (NLOS) pouvant engendrer des rapports signal sur bruit (SNR) très faibles. Il existe de plus des contraintes opérationnelles qui s'expriment en termes de bande passante de transmission, de taille des récepteurs, de nombre de RS à déployer, ainsi que d'absence de synchronisation entre le mobile et les récepteurs. La méthode proposée repose sur la technique de reconnaissance d'empreinte ou Fingerprinting (FP) dont la base de données est obtenue à partir d'une simulation numérique de la propagation dans l'environnement envisagé. Cette approche a permis de répondre aux objectifs recherchés, une originalité de la thèse au regard de la littérature ayant également été de valider expérimentalement les performances de l'algorithme déduites des simulations. Les points importants ayant fait l'objet d'un développement particulier ont porté sur l'aptitude d'un modèle déterministe à reproduire les canaux de propagation expérimentaux, un algorithme de synchronisation et une localisation approximative du MS à l'aide d'un RS.

### *Aptitude d'un modèle déterministe à reproduire les canaux de propagation expérimentaux*

Les performances des méthodes de FP reposent d'une part sur la capacité du modèle théorique à reproduire tous les phénomènes de propagation et, d'autre part, sur la possibilité de disposer d'un modèle numérique d'élévation (DEM) intégrant une description suffisamment fine de l'environnement. Une étude approfondie des caractéristiques des canaux théoriques et expérimentaux ainsi que des outils mathématiques employés étaient donc nécessaires pour analyser la capacité du modèle théorique à reproduire les canaux de propagation expérimentaux. En effet, il est indispensable d'extraire, avec précision et fiabilité, les caractéristiques des rayons reçus par le RS et utilisées par la suite dans la phase de FP. En s'inspirant des travaux de A. Richter, l'estimateur haute résolution (HRA) RIMAX a été développé au sein du laboratoire. Dans le cadre de cette thèse, ses performances ont été estimées en tenant compte des contraintes des scénarios de propagation envisagés. L'environnement urbain, dans lequel les expérimentations ont eu lieu, est numérisé à l'aide d'un DEM pour être ensuite introduit dans le logiciel de lancer de rayon. Une étude paramétrique effectuée sur 800 canaux simulés a permis de montrer, entre autre, que, dans la bande passante maximale de 22 MHz, qu'on peut espérer obtenir en effectuant de l'agrégation de canaux GSM, et en utilisant un réseau circulaire de 12 antennes patch, 90% des erreurs d'estimation des temps d'arrivée (TOA) et angles d'arrivée (AOA) des rayons les plus énergétiques sont respectivement inférieures ou égales à 2 ns et 2.8°. Ces résultats sont remarquables sachant que les résolutions temporelle et angulaire au niveau du récepteur sont de 45 ns et 30°, soit de l'ordre de grandeur des étalements de retards et angles des canaux simulés. La comparaison entre les

caractéristiques des trois rayons les plus énergétiques prédits par le modèle et estimés à partir des mesures expérimentales a montré en général un bon accord théorie- expérience. Il faut cependant souligner que le modèle déterministe ne peut prendre en compte une description fine de l'environnement et les mesures ont montré, dans certains cas, l'importance de rayons énergétiques provenant de réflecteurs/diffuseurs non intégrés dans le DEM, ainsi que de composantes diffuses liées à la présence de végétation. Grâce à l'analyse des DOA, des sources de dépolarisation ont été identifiées. Citons la végétation et feuillages, qui, lorsqu'ils se situent au voisinage de l'émetteur, affectent toutes les liaisons partant de l'émetteur (TX), et également les objets métalliques dans l'environnement tels que le grillage, des bombonnes de gaz, escaliers, voitures. Pour ces cas particuliers, quelle que soit la polarisation d'émission, les valeurs du facteur de dépolarisation XPD sont comprises entre 0 dB et 7 dB. Des études complémentaires qui seraient à mener pour compléter ces résultats, sont détaillées dans les perspectives de ces travaux de thèse.

### *Algorithme de synchronisation*

Au regard des résultats de la caractérisation, le défi à relever pour localiser avec précision un MS à l'aide d'une technique de FP est ambitieux d'autant plus que le mode non coopératif implique que les signaux mesurés par le RS ne sont pas synchrones des signaux prédits par le modèle. Il aurait été possible de s'affranchir de cette étape de synchronisation si au moins trois RS pouvaient être déployés permettant d'estimer des différences de temps d'arrivée. La contrainte de déployer au plus deux RS impose donc une phase préliminaire de synchronisation. Compte tenu des contraintes de NLOS, il a été nécessaire de développer un algorithme original, appliqué à chaque cellule de l'environnement, et basé sur la ressemblance des AOA des rayons les plus énergétiques issus de la base de données à ceux mesurés par le RS. Cette procédure de synchronisation permet ainsi d'appairer les deux rayons les plus énergétiques estimés avec les deux rayons prédits correspondants. Pour une polarisation verticale du RS et du MS, l'étude statistique a montré que 90% des erreurs de synchronisation en théorie et expérimentalement étaient respectivement inférieures à 4.5 ns et 10 ns. En revanche, dans les cas pratiques où la polarisation du mobile est inconnue, l'erreur à 90% augmente pour atteindre 20 ns. Ces erreurs de synchronisation restent relativement faibles compte tenu du fait que la richesse de l'environnement réel urbain ou suburbain n'est, pour l'instant, que partiellement intégrée dans le DEM.

### *Algorithme de localisation à diversité de polarisation*

En tenant compte de cette phase préliminaire de synchronisation, des métriques ont été développées pour quantifier le degré de ressemblance entre les canaux prédits et mesurés. Les résultats de simulation en utilisant le modèle théorique pour simuler le canal MS-RS, ont montré qu'avec deux RS, 90% des erreurs de localisation étaient inférieures ou égales à 10 m. Dans ce cas, les erreurs provenaient d'erreurs de synchronisation et donc d'appairage des rayons ainsi que d'erreurs d'estimation de l'HRA. En revanche, lorsque les canaux MS-RS sont déduits des mesures, la précision de localisation diminue puisque 90% des erreurs deviennent inférieures à 51.5 m, mais 75% des erreurs restent inférieures à 20 m. Pour accroître la précision de localisation, l'idée originale a consisté à introduire la diversité de polarisation à l'aide de réseaux d'antennes à bipolarisation. La métrique a été adaptée en conséquence pour tenir compte de cette nouvelle dimension. Le modèle déterministe ne prenant pas en compte ces aspects, l'étude fut uniquement expérimentale. L'approche statistique montre que dans ce cas, les erreurs de localisation sont moins dispersées avec

## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

90% d'entre elles inférieures à 34 m. Cependant, pour des questions de discrétion et de coût de mise en œuvre, on envisage une autre problématique qui serait de pouvoir utiliser qu'un seul RS pour la localisation du mobile.

### *Localisation approximative du MS à l'aide d'un RS*

Avec un seul RS, les résultats théoriques de l'algorithme précédent n'étant pas acceptables, une phase préliminaire est proposée afin de limiter l'environnement à explorer. Pour cela on suppose un déplacement du RS sur une distance relativement courte d'une vingtaine de mètres au plus. Ne pouvant tirer bénéfice de la diversité spatiale offerte par deux RS, l'idée est dans cette phase préliminaire de tirer partie de la "stationnarité" spatiale du canal le long du déplacement pour en extraire des informations pertinentes sur les rayons reçus permettant de pallier l'absence de synchronisation et de "remonter" au MS par tracé de rayons inverse. La méthode de synchronisation proposée dans cette phase utilise la corrélation des caractéristiques des rayons au cours du déplacement du RS. Cette méthode intègre un algorithme de détection des rayons ayant subi des diffractions verticales, complémentaire à celle présentée par [MEDB12] pour les diffractions horizontales. Les résultats de simulation ont permis de valider la solution proposée et d'obtenir théoriquement, à partir du tracer de rayons inverse une précision de 2.6 m pour 90 % des réalisations lorsque le RS parcourt une dizaine de mètres. Par la suite, ce "filtrage spatial" sera intégré en phase préliminaire de l'algorithme précédent.

En conclusion, ces travaux ont montré la possibilité d'appliquer une technique de FP pour la localisation en mode non coopératif et dans des scénarios urbains NLOS. Dans le cadre des perspectives, des pistes sont proposées pour améliorer cette précision de localisation en tenant compte, entre autres, des caractéristiques des futurs réseaux de télécommunications.

### *Perspectives*

Une source d'erreur de localisation qui a été soulevée tout au long de ce document concerne le degré de description de l'environnement dans le DEM qui, pour certaines situations, peut s'avérer insuffisant. Il serait intéressant d'associer aux RS une méthode de sondage *in situ*, à l'instar du téléradar imageur, permettant de sonder le canal de proximité. En corrélant les caractéristiques du canal extraites de ce sondage et de celles prédites par le modèle déterministe, on peut envisager un filtrage spatio-temporel des signaux reçus qui éliminerait les rayons non prédits par le modèle.

Concernant l'estimation de canal, il serait pertinent d'extraire l'élévation des AOA avec précision, tout en employant un réseau planaire discret et en évitant les problèmes de masquage. L'idée serait d'utiliser des réseaux antennaires plan et inclinés s'intégrant sur une à plusieurs paroi(s) du véhicule. Des études théoriques doivent être menées pour optimiser à la fois les diagrammes de rayonnement des antennes et l'inclinaison du réseau.

De plus il serait intéressant d'adapter les algorithmes précédents au suivi du mobile (poursuite). On pourrait alors envisager par exemple l'intégration d'un filtre Kalman au niveau de l'estimateur HRA, et d'une technique de poursuite adaptée dans l'algorithme de localisation.

Enfin, concernant l'algorithme de localisation avec un RS mobile, de nombreuses études doivent encore être menées. Il serait intéressant de concevoir un algorithme de suppression des points aberrants, plus robuste et non-paramétrique, pouvant s'appliquer de manière générale. Par ailleurs, ce procédé n'a été validé qu'en théorie sur le cas sans erreur. Une étude paramétrique est nécessaire

## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

pour évaluer l'impact des erreurs des TOA et des AOA en azimut et élévation, et pour réadapter en conséquent l'algorithme. Dans une dernière étape, pour rendre la méthode expérimentalement applicable, il faudrait envisager une adaptation du tracé de rayons inverse à des réflexions sur des surfaces non lisses, sous l'hypothèse d'un nombre restreint de réflexions successives subies (une à deux maximum), et d'introduire un modèle d'incertitude sur la direction spéculaire de réflexion.

Enfin, si on se projette dans un avenir à plus ou moins long terme et dans le cadre de la LTE-Advanced, l'élargissement de la bande passante transmise par un mobile et prévue par le standard est possible grâce à l'agrégation de bandes non continues sur 100 MHz. Dans ce cas, des techniques cognitives appliquées au RS pourraient être étudiées afin de reconstituer les caractéristiques du canal avec une précision accrue.

# Annexes

## Annexe A

### Techniques probabilistes

Elles sont basées sur la probabilité à posteriori des  $\widehat{fp}_i$  et utilise l'inférence bayésienne. La probabilité que le MS soit sur la position  $\mathbf{x}_j$  de la zone d'intérêt, sachant  $\widehat{fp}_i$  mène à une estimation de la position par ML [SECO09]:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x}_j} \{p(\widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R | \mathbf{x}_j)\}$$

Ceci revient à minimiser la probabilité conditionnelle suivante :

$$p(\mathbf{x}_j | \widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R) = \frac{p(\widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R | \mathbf{x}_j) p(\mathbf{x}_j)}{p(\widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R)}$$

Puisqu'il n'y a aucune information à priori sur la position -  $p(\mathbf{x}_j)$  - ni sur les signatures estimées -  $p(\widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R)$  -, et que les mesures effectuées sur chaque RS sont indépendantes, on a

$$p(\widehat{fp}_1, \dots, \widehat{fp}_R | \mathbf{x}_j) = \prod_{i=1}^n p(\widehat{fp}_i | \mathbf{x}_j)$$

La distribution de la probabilité  $p(\widehat{fp}_i | \mathbf{x}_j)$  est usuellement supposée gaussienne, notamment pour le FP-RSS [ZHAO09], et est facile à implémenter en utilisant la moyenne et la variance des mesures de RSS. Une version pondérée de ML peut être appliquée:

$$\hat{\mathbf{x}} = \sum_{i=1}^R p(\mathbf{x}_i | \widehat{fp}_i) \cdot \mathbf{x}_i$$

### Méthodes basées sur l'apprentissage statistique

Les réseaux neuronaux sont une méthode usuelle d'apprentissage statistique utilisée dans les techniques de FP [LI06]-[DAYE11]. Pendant la phase offline, les  $\mathbf{fp}_i$  pré-collectées et leurs positions correspondantes  $\mathbf{x}_j$  sont considérées respectivement comme les entrées et les cibles de l'apprentissage de  $n$  neurones (correspondant aux  $n$  cellules de la zone d'intérêt maillée). Dans le cas de la localisation, le réseau neuronal est généralement défini avec une seule couche cachée. La matrice des poids de la couche cachée et la matrice des biais sont calculés pour chaque neurone, et appliqués sur les signatures  $\widehat{fp}_i$  pour estimer la position du mobile.

L'algorithme d'arbre de décision [YIM08] est également utilisé comme un modèle de prédiction pour faire correspondre les mesures avec leurs valeurs-cibles. Quant aux SVM [BRUN05], ils peuvent être utilisés de manière similaire comme séquence d'apprentissage pour l'algorithme de correspondance pour classifier les signatures et localiser le MS. Les vecteurs de FP sont mis en

correspondance avec leurs positions dans un espace de dimension supérieur (*espace caractéristique* ou *feature space*) en utilisant une fonction spécifique de transformation (fonction *Kernel*). L'algorithme SVM calcule ensuite l'hyperplan séparateur optimal dans l'espace caractéristique pour effectuer la classification et l'identification de la cellule où se situe le MS.

## Annexe B

Trois principaux algorithmes sont employés pour faire de la localisation par les méthodes de multi-hop.

- L'algorithme APIT [ROX07]

Chaque AN émet un message (incluant sa position) en broadcasting. Chaque nœud, incluant l'UN, collecte ainsi M messages (issus de M anchor nodes audibles). Le mobile construit tous les triangles possibles, définis par toute combinaison de 3 AN parmi les M. Il teste ensuite s'il est dans le triangle par un test APIT (Approximate Point-In Triangulation) selon l'évolution des indicateurs de distance reçus durant son déplacement. Ainsi, pour chaque triangle, si aucun nœud voisin de MS n'est plus loin (ou plus près) simultanément des 3 AN constituant le triangle, le MS est supposé à l'intérieur du triangle, et ce dernier est retenu. Le centre de gravité de la zone où le plus de triangles se chevauchent est la position finale estimée du MS.

- L'algorithme DV-hop [LONG12]

L'algorithme de localisation Distance Vector Hop opère en trois étapes. Dans la première étape, chaque AN émet un message à travers le réseau, incluant sa position et un compteur de saut (initialisé à 0). Dans la seconde étape, les AN<sub>i</sub> estiment séparément la distance de saut moyenne  $\langle d_{hop_i} \rangle$  et retransmette à nouveau cette information :

$$\langle d_{hop_i} \rangle = \frac{\sum_{j \neq i} \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}}{\sum_{j \neq i} h_j}$$

où  $h_j$  désigne le compte de saut entre l'AN<sub>i</sub> et l'AN<sub>j</sub>. Chaque nœud collecte le saut minimal de chaque AN et le retransmet à ses nœuds voisins (et ainsi de suite). Dans la dernière étape, l'UN estime sa position par technique de multilatération, en utilisant la première distance de saut moyenne et le nombre de sauts,

$$\hat{d}_i = \langle d_{hop_i} \rangle \cdot h_i$$

connaissant la distance estimée et la distance réelle entre les AN. Les inconvénients de cette méthode sont sa faible précision (dépendante de la densité du réseau et de sa distribution spatiale) et un trafic de communication dans le réseau surchargé (due aux broadcasts).

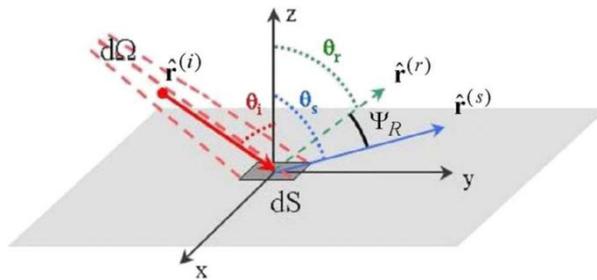
- L'algorithme LAEP [YUN09]

Pour augmenter la précision et réduire le trafic dans le réseau, l'algorithme LAEP (Localization Algorithm using Expected hop Progress) introduit la notion de progression de saut (notée  $R$ ) au lieu de la distance de saut moyenne  $\langle d_{hop_i} \rangle$  afin de réduire le biais induit par une distribution spatiale des nœuds non-uniforme ou clairsemée.

LAEP utilise un modèle analytique de progression du saut, en supposant une distance de transmission uniforme pour les nœuds, et prend en compte la densité de nœuds et la connectivité locale. Au préalable, chaque nœud stocke une petite base de données rassemblant la connectivité des nœuds et la progression de saut attendue (EHP – Expected Hop Progress). Les capteurs déterminent ensuite leur connectivité locale (i.e. le nombre de voisins sous leur couverture) en échangeant des paquets *hello* avec leurs voisins. Les AN émettent ensuite leurs messages à travers le réseau. Pour chaque nœud ayant reçu un paquet de l'AN<sub>i</sub>, tant que le progrès de saut cumulé (CHP – Cumulative Hop Progress) est plus grand que la somme des CHP reçus et du EHP, chaque capteur enregistre les informations de l'AN (identifiants, position), met à jour sa base de données (son compteur de saut cumulé – CHC – et son CHP) et retransmet ce paquet étendu (incluant les informations de l'AN, le CHC et le CHP) à travers le réseau. Une fois que le paquet arrive est reçu par un autre nœud, le broadcasting s'arrête. La trilatération est effectuée à partir des CHP et des CHC issus de 3 AN au niveau du MS. Cet algorithme effectue les étapes de broadcasting et de calcul de distance simultanément, ce qui réduit considérablement le trafic de communication (par rapport à l'algorithme du DV-hop).

## Annexe C

Modèle Lambertien :



$$|\bar{E}_S|^2 = E_{s0}^2 \cdot \cos \theta_s$$

avec l'amplitude maximale  $E_{s0}^2$

$$E_{s0}^2 = \left( \frac{K \cdot S}{r_i \cdot r_s} \right)^2 \cdot U^2 \cdot dS \cdot \frac{\cos \theta_i}{\pi}$$

$\theta_s$  est la direction de diffusion.

## Annexe D

Modèle directif :

$$|\bar{E}_S|^2 = E_{s0}^2 \left( \frac{1 + \cos \Psi_R}{2} \right)^{\alpha_R}$$

avec l'amplitude maximale  $E_{s0}^2$

$$E_{s0}^2 = \left( \frac{K \cdot S}{r_i \cdot r_s} \right)^2 \cdot U^2 \cdot dS \cdot \frac{\cos \theta_i}{E_{\alpha_R}}$$

$$E_{\alpha_R} = \frac{1}{2^{\alpha_R}} \cdot \sum_{j=0}^{\alpha_R} \binom{\alpha_R}{j} I_j$$

et

$$I_j = \frac{2\pi}{j+1} \left[ \cos \theta_i \sum_{w=0}^{\frac{j-1}{2}} \binom{2w}{w} \frac{\sin^{2w}(\theta_i)}{2^{2w}} \right]^{\left(\frac{1-(-1)^j}{2}\right)}$$

$\Psi_R$  est l'angle entre la réflexion spéculaire et la direction de diffusion ;  $\alpha_R$  est un exposant qui règle la directivité du modèle (relatif à la largeur du lobe de diffusion).

## Annexe E

### Modèle Backscattering

$$|\bar{E}_S|^2 = E_{s0}^2 \left[ \Lambda \left( \frac{1 \pm \cos \Psi_R}{2} \right)^{\alpha_R} + (1 - \Lambda) \left( \frac{1 \pm \cos \Psi_i}{2} \right)^{\alpha_i} \right]$$

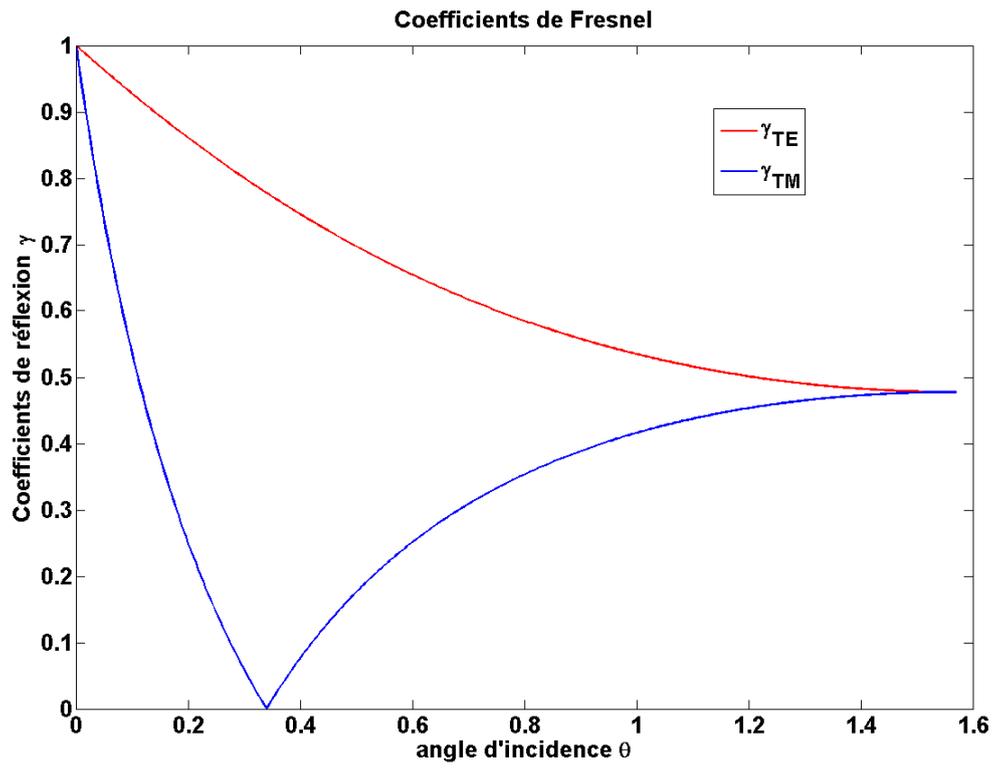
Les termes sont identiques à ceux du modèle directif, excepté que  $E_{\alpha_R}$  est maintenant remplacé par  $E_{\alpha_i, \alpha_R}$  :

$$E_{\alpha_i, \alpha_R} = \frac{\Lambda}{2^{\alpha_R}} \sum_{j=0}^{\alpha_R} \binom{\alpha_R}{j} I_j + \frac{(1 - \Lambda)}{2^{\alpha_i}} \sum_{j=0}^{\alpha_i} \binom{\alpha_i}{j} I_j$$

où  $\alpha_i$  règle la directivité du lobe de diffusion arrière et  $\Lambda$  pondère les lobes de diffusion avant et arrière ( $\Lambda \in [0; 1]$ ).

## Annexe F

Evolution des coefficients de Fresnel suivant l'angle d'incidence (exprimé par rapport à la normal au plan d'incidence). Caractéristique de la surface de réflexion :  $\varepsilon_r = 8$  et  $\sigma = 0.001$





# Bibliographie

- [AKH13] Lida Akhoondzadeh-Asl, Peter S. Hall, Yuri Nechayev, Imdad Khan, "Depolarization in On-Body Communication Channels at 2.45 GHz", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 882-889, Feb. 2013.
- [ALM06] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, et al., "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems".
- [ANGE13] De Angelis, G. ; Baruffa, G. ; Cacopardi, S."GNSS/Cellular Hybrid Positioning System for Mobile Users in Urban Scenarios" *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 14, issue 1, pp. 313-321, 2013.
- [BAUM06] J. Baumann; D. Zimmermann, M. Layh, and F.M. Landstorfer, "Accuracy Estimation of Location Determination Based on Database Correlation", in *2006 IEEE Veh. Technol. Conf.*, Montreal, Quebec, 25-28 Sept. 2006, pp. 1 - 5.
- [BORR98] J. Borras, P. Hatrack, N.B. Mandayam, "Decision Theoretic Framework for NLOS Identification", in *Proceedings of the 48<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1583-1587, Ottawa, Canada, May 1998.
- [BRUN05] M. Brunato, R. Battiti, "Statistical Learning Theory for Location Fingerprinting in Wireless LANs", *Computer Networks*, vol. 47, no. 6, pp. 825-845, 2005.
- [BURR03] Burr, A.G., "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, no.5, pp.812,818, June 2003.
- [CARL12] Di Carlofelice, A. ; Di Giampaolo, E. ; Elaiopoulos, M. ; Feliziani, M. ; Roselli, M. ; Tognolatti, P., "Localization of radio emitters into collapsed buildings after earthquake: Measurements of path loss and direction of arrival", *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 1-6, 2012.
- [CAST08] L. Castanet, P. Lassudrie-Duschesne, « Propagation des ondes radioélectriques à travers l’atmosphère », *Techniques de l’Ingénieur*, référence E1163, mai 2008.
- [CHAN06] Y.T. Chan, W.Y. Tsui, H.C. So, P.C. Ching, "Time-of-Arrival based Localization under NLOS Conditions", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 1, pp. 17-24, 2006.
- [CHUN02] Pei Hung Chung, Johann Bohme, "DOA estimation using fast EM and SAGE algorithms", *Signal Processing*, vol. 82, issue 11, pp. 1753-1762, November 2002, Elsevier North-Holland Inc.
- [COCHE06] Cocheril, Y.; Vauzelle, R.; Aveneau, L., "3D Channel Simulations Including Scattering from Non-Gaussian Rough Surfaces," *2006 IEEE 64<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference (VTC-2006 Fall.)*, pp.1-5, 25-28 Sept. 2006.
- [COMBE06] Combeau, P.; Aveneau, L.; Vauzelle, R.; Pousset, Y., "Efficient 2-D ray-tracing method for narrow and wideband channel characterisation in microcellular configurations," *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol.153, no.6, pp.502-509, Dec. 2006.

- [CONG02] Li Cong, Weihua Zhuang, "Hybrid TDOA/AOA Mobile User Location for Wideband CDMA Cellular Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.1 n°3, pp. 439-447, July 2002.
- [CONG05] Li Cong, Weihua Zhuang, "Non-Line-of-Sight Error Mitigation in Mobile Location", 33<sup>rd</sup> Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2004), vol. 1, March 2004.
- [CORR09] Corre, Y.; Lostanlen, Y., "Three-Dimensional Urban EM Wave Propagation Model for Radio Network Planning and Optimization Over Large Areas," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.58, no.7, pp.3112,3123, Sept. 2009.
- [COST11] Costa, E., "Simulation of the Effects of Different Urban Environments on GPS Performance Using Digital Elevation Models and Building Databases", *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 12, issue 3, pp. 819-829, 2011.
- [COST99] "Digital Mobile Radio Toward Future Generation Systems," European Communities, COST Action 231, 1999.
- [CUJI12] Cujia, K.; Wirz, M.; Kjaergaard, M.B.; Roggen, D.; Troster, G., "DactyLoc: A minimally geo-referenced WiFi+GSM-fingerprint-based localization method for positioning in urban spaces," *2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, pp. 1-9, 13-15 Nov. 2012.
- [CZIN06] Czink, N.; Cera, P.; Salo, J.; Bonek, E.; Nuutinen, J.-P.; Ylitalo, J., "Improving clustering performance using multipath component distance" *Electronics Letters*, Volume: 42, Issue: 1, 2006.
- [DAYE11] Dayekh S., Affes S., Kandil N., Nerguizian C., "Radio Localization in Underground Narrow-vein Mines Using Neural Networks with In-built Tracking and Time Diversity", 2011 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pp. 1788-1793, March 2011.
- [DEG01] V. Degli-Esposti, "A Diffuse Scattering Model for Urban Propagation Prediction", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.49 n°7, July 2001.
- [DEG07] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. Vitucci, G. Falciasecca, « Measurement and Modelling of Scattering From Buildings », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.55 n°1, pp. 143-153, January 2007.
- [DEGLI11] V. Degli-Esposti and all, "Analysis and Modeling on co- and Cross-polarized Urban Radio Propagation for Dual-Polarized MIMO Wireless Systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n°11, pp.4247-4256, November 2011.
- [DEN06] B. Denis, J.B. Pierrot, C. Abou-rjeily, "Joint Distributed Synchronization and Positioning in UWB Ad Hoc Networks using TOA", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1896-1911, Apr. 2006.
- [DE-O98] De Oliveira R.A.N., Protasio dos Santos Cavalcante G., Siqueira G.L., « Ray Tracing Model for Mobile Systems in a Forested Environment », *SBT/IEEE International Telecommunications Symposium*, Aug. 1998.
- [DING12] G. Ding, Z. Tan, L. Zhang, Z. Zhang, and J. Zhang, "Hybrid TOA/AOA Cooperative Localization in Non-line-of-sight Environments," in *2012 IEEE 75<sup>th</sup> Veh. Technol. Conference*, Yokohama, Japan, 6-9 May 2012, pp. 1-5.

- [DIZD06] V. Dizdarevic, K. Witrals, "On Impact of Topology and Cost Function on LSE Position Determination in Wireless Networks", Proc. Workshop on Positioning, Navigation and Commun., Hannover, Germany, March 2006.
- [DOBR01] Octavia Dobre, Emanuel Radoi, « Advances in Subspace Eigenanalysis Based Algorithms : from 1D toward 3D Superresolution Techniques », Proceedings of IEEE TELSIS 2001, Nis, Serbia, pp. 547-554.
- [ENGI09] Engin Tuncer, Benjamin Friedlander, "Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation", Academic Press, July 2009.
- [FESS94] Jeffrey Fessler, Alfred Hero, "Space Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, no.10, October 1994.
- [FRAT06] S. Frattasi, M. Monti, "On the Use of Cooperation to Enhance the Location Estimation Accuracy", in International Symposium on Wireless Communication Systems 2006, pp. 545-549, 2006.
- [GELO13] P. Morgand, A. Ferreol, M. Liénard, D. Lemur, J.-M. Floch, A. Elsayed Ahmad, T. Tenoux, X. Perez-Lopez, V. Fortier, « Geo-LOCALisation de téléphones mobiles - CSOSG 012-01 », 2013. Disponible: [http://www.agence-nationale-recherche.fr/Colloques/WISG2013/presentations/AAP10\\_GELOCOM.pdf](http://www.agence-nationale-recherche.fr/Colloques/WISG2013/presentations/AAP10_GELOCOM.pdf)
- [GEZI04] S. Gezici, Z. Sahinoglu, "UWB Geolocation Techniques for IEEE 802.15.4a Personal Area Networks", MERL Technical report, Cambridge, MA, Aug. 2004.
- [GEZI08] Sinan Gezici, "A Survey on Wireless Position Estimation", Wireless Personal Communications vol. 44, pp. 263-282, oct. 2008.
- [GHOR12] Ghoraishi M., Takada J-I., Imai T., "Analysis of Mobile Radio Wave Dispersion Through Vegetation", 2012 6<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation, pp. 3366-3370, March 2012.
- [GUAN11] Guan WG, Deng ZL, Ge YT, and Yu YP, "An indoor Location Algorithm Based on Grid Characteristic Match by TDOA-RSSI", *MicroNano devices, Structure and Computing Systems*, vol. 159, pp. 444-449, 2011.
- [GÜV09] I. Güvenç, and C.C. Chong, "A Survey on TOA Based Wireless Localization and NLOS Mitigation Techniques", *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 11, no. 3, 3<sup>rd</sup> quarter 2009.
- [HEJC14] Hejc, G.; Seitz, J.; Vaupel, T., "Bayesian sensor fusion of Wi-Fi signal strengths and GNSS code and carrier phases for positioning in urban environments," *2014 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium - PLANS 2014*, pp.1026-1032, 5-8 May 2014.
- [HENK09] Henk Wymeersch, Jaime Lien, Moe Z. Win, "Cooperative Localization in Wireless Networks", Proceedings of the IEEE 97.2, 2009.
- [HOF08] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, E. Wasle "GNSS – Global Navigation Satellite Systems", Springer, 2008.
- [HUA14] Hua-Jie Shao; Xiao-Ping Zhang; Zhi Wang, "Efficient Closed-Form Algorithms for AOA Based Self-Localization of Sensor Nodes Using Auxiliary Variables," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.62, no.10, pp.2580-2594, May15, 2014.

- [HUI07] Hui Lui, Houshang Darabi, Jing Liu, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics – part C: Applications and Reviews*, vol. 37, n°6, Nov. 2007.
- [HUM12] Md. Humayun Kabir, et al. "A Hybrid TOA-Fingerprinting Based Localization of Mobile Nodes Using UWB signatures for NON-Line-of Sight Conditions", *Sensors* 2012, 12, 11187-11204, August 2012.
- [HUSCH94] T. Huschka, "Ray-tracing model for indoor environments and their computational complexity," in *Proc. PIMRC'94*, 1994, pp. 486–490.
- [JAN13] Tan Jan Ho, « Urban location estimation for mobile cellular networks: a fuzzy-tuned hybrid systems approach », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no.5, May 2013.
- [IBRA12] Ibrahim, M.; Youssef, M., "CellSense: An Accurate Energy-Efficient GSM Positioning System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.61, no.1, pp.286-296, Jan. 2012.
- [JIE13] Jie Zhang, Jussi Salmi, Elena-Simona Lohan, "Analysis of Kurtosis-based LOS/NLOS Identification Using Indoor MIMO Channel Measurement", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 6, pp. 2871-2874, July 2013.
- [JOUR06] D.B. Jourdan, D. Dardari, M.Z. Win, "Position Error Bound for UWB Localization in Dense Cluttered Environments", in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 8, Istanbul, Turkey, June 2006, pp. 3705-3710.
- [KAPL96] E. D. Kaplan, Ed., "Understanding GPS, Principles and Applications", Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [KELL62] J. B. Keller, "Geometrical theory of diffraction," *J. Opt. SOC. Amer.*, vol. 52, pp. 116-130, 1962.
- [KOUY74] Kouyoumjian, R.G.; Pathak, P.H., "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," *Proceedings of the IEEE*, vol.62, no.11, pp.1448-1461, Nov. 1974.
- [LAND04] M. Landmann and G. Del Galdo, "Efficient antenna description for MIMO channel modelling and estimation", in *Proc. Eur. Conf. Wireless Technology*, pp. 217-220, 2004.
- [LEE14] Haeyoung Lee; Vahid, S.; Moessner, K., "A Survey of Radio Resource Management for Spectrum Aggregation in LTE-Advanced," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol.16, no.2, pp. 745-760, Second Quarter 2014.
- [LE03] B.L. Le, K. Ahmed, H. Tsuji, « Mobile Location Estimator with NLOS Mitigation using Kalman Filtering », in *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 3, pp. 1969-1973, New Orleans, La, USA, March 2003.
- [LI06] B. Li, A. Dempster, C. Rizos, and H. K. Lee, "A database method to mitigate NLOS error in mobile phone positioning" in *Proc. IEEE Position, Location, and Navigation Symp. (PLANS)*, San Diego, CA, 25-27 Apr. 2006, pp. 173–178.
- [LIU11] L. Liu, F. Keshmiri, C. Craeye, P.D. Doncker, A.C. Oestges, "An analytical Modeling of Polarized Time-Variant On-Body Propagation Channels with Dynamic Body Scattering", *EURASIP J. Wireless Commun. Network.*, vol. 2011, pp. 1-12, 2011.

[LONG12] Long Cheng, Chengdong Wu, Yunzhou Zhang, et al., "A Survey of Localization in Wireless Sensor Network", *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2012, ID 962523, Nov. 2012.

[LUTECE] Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT), « Localisation d'Urgence de Telephone Cellulaire ». Disponible: <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/download/LUTECE/DocumentsPublics/LUTECE010604.pdf>

[MANI09] Francesco Mani, Claude Oestges, "A Ray Based Indoor Propagation Model Including Depolarizing Penetration", 3<sup>rd</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2009), March 2009.

[MARA10] Stefano Marano, Wesley M. Gifford, Henk Wymeersch, Moe Z. Win, "NLOS Identification and Mitigation for Localization Based on UWB Experimental Data", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 28, no. 7, Sep. 2010.

[MARQ63] Marquardt, Donald, "An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters", *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, no. 2, pp. 431-441, June 1963.

[MAST07] G. F. Masters and S. F. Gregson, "Coordinate system plotting for antenna measurements," in *AMTA Annual Meeting & Symposium*, St. Louis, Mo, USA, 2007.

[MAZU09] S. Mazuelas, F.A. Lago, J. Blas et al., « Prior NLOS Measurement Correction for Positioning in Cellular Wireless Networks », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 5, pp. 2585-2591, 2009.

[MEDB12] Medbo, J.; Asplund, H.; Berg, J. -E; Jalden, N., "Directional channel characteristics in elevation and azimuth at an urban macrocell base station," *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, vol., no., pp.428-432, 26-30 March 2012.

[MENI13] Abdel Meniem, M.H.; Hamad, AM.; Shaaban, E., "Relative RSS-based GSM localization technique," *2013 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, pp.1-6, 9-11 May 2013.

[MINK12] Minkyu Lee; Suk Hoon Jung; Sangjae Lee; Dongsoo Han, "Elekspot: A Platform for Urban Place Recognition via Crowdsourcing," *2012 IEEE/IPSJ 12th International Symposium on Applications and the Internet (SAINT)*, vol., no., pp.190-195, 16-20 July 2012.

[NASR07] Nasr, A. ; Lienard, M. ; Degauque, P. "Pre-processing technique for improving estimation of number of paths embedded in noisy observations ", *Electronics Letters*, Volume: 43 , Issue: 25, pp. 1443-1445, 2007.

[NIKI10] Nikitin, P.V.; Martinez, R.; Ramamurthy, S.; Leland, H.; Spiess, G.; Rao, K. V S, "Phase based spatial identification of UHF RFID tags," *2010 IEEE International Conference on RFID*, pp.102,109, 14-16 April 2010.

[OEST04] Oestges, C.; Erceg, V.; Paulraj, A.J., "Propagation modeling of MIMO multipolarized fixed wireless channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.53, no.3, pp.644,654, May 2004.

- [ÖKT10] Turgut Öktem, Dirk Slock, "Power Delay Doppler Profile Fingerprinting for Mobile Localization in NLOS", 2010 IEEE 21<sup>st</sup> International Symposium on Personal Indoor and Radio Mobile Communications, pp. 876-881, Sept. 2010.
- [PAL04] Le Palud M., "Propagation modeling of VHF radio channel in forest environments", 2004 IEEE Military Communications Conference, vol. 2, pp. 609-614, Oct-Nov. 2004.
- [PATW05] N. Patwari, J.N. Ash, S. Kyperountas, A.O. Hero, "Locating the Nodes: Cooperative Localization in Wireless Sensor Networks", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 22 issue 4, pp. 54-69, July 2005.
- [PHEL12] BR Phelan, EH Lenzing, and RM Narayanan, "Source Localization Using Unique Characterizations of Multipath Propagation in an Urban Environment", in *2012 IEEE 7<sup>th</sup> Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Hoboken, NJ, 17-20 June 2012, pp. 189-192.
- [POL80] Polat Kaya, « A Model for Calculating the Depolarization of Microwave Signals Propagating Through Rain», IEEE Transactions On Antennas and Propagation, vol.AP-28 n°2, pp. 154-171, March 1980.
- [POV01] I. Povescu, I. Nafomita, P. Constantinou, A. Kanatas, N. Moraitis, « Neural Networks Applications for the Prediction of Propagation Path Loss in Urban Environments », in Proceedings of the 53<sup>rd</sup> IEEE Semi-Annual Vehicular Technology Conference, pp. 387-391, Rhodes, Greece, May 2001.
- [QUI10] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin, P. De Doncker, « Polarization Measurements and Modeling in Indoor NLOS Environments», IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 9, n°1, pp. 21-25, January 2010.
- [RAD13] Jamali-Rad, H.; Leus, G., "Sparsity-aware TDOA localization of multiple sources," *2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp.4021,4025, 26-31 May 2013.
- [RBL98] Stephen R.B.L., Al-Nuaimi M.O., Caldeirinha R., ""Characterization of Depolarization of Radio Signals by single trees at 20 GHz", Proceedings on the Fifteenth National Radio Science Conference, Feb. 1998.
- [REYN05] Reynaud, S.; Cocheril, Y.; Vauzelle, R.; Reineix, A; Aveneau, L.; Guiffaut, C., "Influence of an accurate environment description for the indoor propagation channel modelling," *The European Conference on Wireless Technology 2005*, pp.51-54, 3-4 Oct. 2005.
- [REYN06] Reynaud, S.; Cocheril, Y.; Vauzelle, R.; Guiffaut, C.; Reineix, A, "Hybrid FDTD/UTD Indoor Channel Modeling. Application to Wifi Transmission Systems," *2006 IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC-2006 Fall.)*, pp.1-5, 25-28 Sept. 2006.
- [REZA00] Rahman I. Reza, "Data Fusion for Improved TOA/TDOA Position Determination in Wireless Systems", PhD Dissertation, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, July 2000, Blacksburg, Virginia.
- [RIBA04] Jaume Riba, Andrew Urruela, "A Non-Line-of-Sight Mitigation Technique Based on ML-detection", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 2, May 2004.

[RICH05] Andreas Richter, "Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms", *Thesis*, TU Ilmenau, 2005.

[ROSS02] Rossi, J-P; Gabillet, Y., "A mixed ray launching/tracing method for full 3-D UHF propagation modeling and comparison with wide-band measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.50, no.4, pp.517,523, Apr 2002.

[ROSS90] J. -P. Rossi and A. J. Levy, "A ray model for decimetric radiowave propagation in an urban area," *Radio Sci*, vol. 27, no. 6, pp. 971-979, Nov.-Dec. 1992.

[ROWE00] S.T. Roweis, L.K. Saul, "Non Linear Dimensionality Reduction by Locally Linear Embedding", *Science*, vol. 290, pp. 2323-2326, Dec. 2000.

[ROX07] A. Roxin, J. Gaber, M. Wack, A. Nait-Sidi-Moh, "Survey on Wireless Geolocation Techniques", 2007 IEEE Globecom Workshops, Nov. 2007.

[ROY89] R.Roy, T. Kaillath, "ESPRIT: Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Transactions on Acoustics and Speech Signal Processing*, vol. 37, pp. 984-995, 1989.

[RUE12] Jehn-Ruey Jiang; Chih-Ming Lin; Feng-Yi Lin; Shing-Tsaan Huang, "ALRD: AoA localization with RSSI differences of directional antennas for wireless sensor networks," *2012 International Conference on Information Society (i-Society)*, vol., no., pp.304,309, 25-28 June 2012.

[SAVV01] A. Savvides, C.C. Han, M.B. Strivastava, "Dynamic Fine-Grained Localization in Ad-Hoc Networks of Sensors", in *Proc. IEEE Mobicom*, July 2001, pp. 166-179.

[SCH86] Ralph O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol-AP34 n°3, March 1986.

[SECO09] Seco F., Jimenez A.R., Prieto C., Roa J., Koutsou K., "A Survey of Mathematical Methods for Indoor Localization", 6<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing, 26-28 August 2009.

[SEOK11] Seok-Chul Kwon, "Geometrical Theory of Channel Depolarization", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, n°8, October 2011.

[SHANG04] Y. Shang, W. Ruml, "Improved MDS-Based Localization", *IEEE Proc. Infocom'04*, March 2004, pp. 2640-2651.

[SHI14] Shikur, Behailu Y.; Weber, Tobias, "Robust cooperative localization in mixed LOS and NLOS environments using TOA," *Positioning, 2014 11th Workshop on Navigation and Communication (WPNC)*, pp.1,6, 12-13 March 2014.

[SIW98] K. Siwiak, L.A. Ponce de Leon, « Simulation model of urban polarization cross coupling », *IEEE Electronics Letters*, vol. 34, issue 22, Oct.1998.

[SONI10] S. K. Soni and A. Bhattacharya, "New heuristic diffraction coefficient for modeling of wireless channel," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 12, 125-137, 2010.

[STEP10] Stefanut, P.; Gaillot, D.P.; Nasr, A.; Lienard, M.; Degauque, P., "A localization technique for LOS and NLOS scenario," *2010 European Wireless Technology Conference (EuWIT)*, pp.121-124, 27-28 Sept. 2010.

[STOI97] Petre Stoica, Randolph Moses, "Introduction to Spectral Analysis", Prentice-Hall Inc., Upper Saddle River, NJ, 1997.

[TAM67] Tamir T., "On Radio Wave Propagation in Forest Environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 15, issue 6, Nov. 1967.

[TASS08] D. Tasseto, et al., « A novel hybrid algorithm for passive localization of victims in emergency situations », 4th Advanced Satellite Mobile systems (ASMS), Aug. 2008.

[TEN011] *Spécifications des outils utiles aux études de propagation*, Deliverable D3.4, T. Tenoux, D. Lemur, P. Morgand, Nov. 2011. Disponible : <http://researchprojects.xwiki.com/xwiki/bin/download/GELOCOM/DocumentsPrives/D3.4specoutils/GelocomvB.pdf>.

[TER05] Miche Terré, Cours du Conservatoire National des Arts et Métiers, « Propagation », Version 7.0, 2005-2006. Disponible sur <http://fr.scribd.com/doc/42781111/20/Diffraction-par-plusieurs-obstacles>.

[TRIK06] M. Triki, D.T.M. Slock, V. Rigal, and P. François, "Mobile Terminal Positioning via Power Delay Profile Fingerprinting: Reproducible Validation Simulations", in *2006 IEEE 64<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference (VTC)*, Montreal, Quebec, 25-28 Sep. 2006, pp.1-5.

[VENKA04] S. Venkatraman, J. Caffery, "Hybrid TOA/AOA Techniques for Mobile Location in Non-Line-of-Sight Environments", *2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, pp. 274-278, March 2004.

[VENKA06] S. Venkatesh, R.M. Buehrer, "A Linear Programming Approach to NLOS Error Mitigation in Sensor Networks", in *Proc. IEEE Int. Symp. Information Processing in Sensor Networks*, Nashville, Tennessee, Apr. 2006, pp. 301-308.

[VENKAT02] Saipradeep Venkatraman, James Caffery Jr., "A Statistical Approach to Non-Line-of-Sight BS identification", *5<sup>th</sup> International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 296-300, Oct. 2002.

[VIN12a] *Etude théorique de la faisabilité du procédé de localisation par rétro-propagation en scénario NLOS*, Deliverable D4.3, I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, E. Saison, E. Charlemagne, Sept. 2012. Disponible : <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/view/GELOCOM/DocumentsPrives#Attachments>

[VIN12b] *Etude expérimentale du procédé de localisation – Apport de la diversité de polarisation*, Deliverable D4.4, I. Vin, D.P. Gaillot, P. Laly, M. Lienard, E. Saison, E. Charlemagne, Sept. 2012. Disponible : <http://www.research-projects.org/xwiki/bin/view/GELOCOM/DocumentsPrives#Attachments>

[VITU12] enrico M. Vitucci, F. Mani, V. Degli-Esposti, C. Oestges, "Polarimetric Properties of Diffuse Scattering From Building Walls: Experimental Parametrization of a Ray Tracing Model", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n°6, June 2012.

- [WALL02] Wallace, J.W.; Jensen, M.A, "Modeling the indoor MIMO wireless channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.50, no.5, pp.591-599, May 2002.
- [WANG13] Yang Wang, Yuanwei Jin, Zixi Jia, "An Indoor Mobile Localization Strategy for Robot in NLOS Environment", *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2013, ID 758749, Dec. 2013.
- [WEI11] X. Wei, N. Palleit, and T. Weber, "AOD/AOA/TOA-based 3D positioning in NLOS Multipath Environments," in *2011 IEEE 22<sup>nd</sup> International Symposium on Pers. Indoor Radio Mobile Comm. (PIRMC)*, Toronto, Canada, 11-14 sept.2011, pp. 1289-1293.
- [XIANG09] Xiang Li; Vauzelle, R.; Pousset, Y.; Martinez, F.; Combeau, P., "A hybrid method for modeling satellite communication in urban environment," *European Wireless Technology Conference 2009 (EuWIT 2009)*, pp.172-175, 28-29 Sept. 2009.
- [XING10] Xing-chuan Liu; Sheng Zhang; Qing-yuan Zhao; Xiao-kang Lin, "A real-time algorithm for fingerprint localization based on clustering and spatial diversity," *2010 International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)* , pp.74,81, 18-20 Oct. 2010.
- [YIM08] J. Yim, "Introducing a Decision Tree-Based Indoor Positioning Technique", *Expert Systems with Applications*, vol. 34, no. 2, pp. 1296-1308, 2008.
- [YUBO11] Song Yubo; Hu Xili; Lan Zhiling, "The GSM/UMTS Phone Number Catcher," *2011 Third International Conference on Multimedia Information Networking and Security (MINES)*, pp.520-523, 4-6 Nov. 2011.
- [YU09] K. Yu, Y.J. Guo, "Statistical NLOS Identification based on AOA, TOA, and Signal Strength", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 1, pp. 274-286, 2009.
- [YUN09] Yun Wang, Xiaodong Wang, Demin Wang, Dharma P. Agrawal, "Range-Free Localization using Expected Hop Progress in Wireless Sensor Networks", *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 20, no. 10, pp. 1540-1552, Oct. 2009.
- [ZEKA12] R. Zekavat, R. Buehrer, "Overview of Global Navigation Satellite Systems", *Wiley-IEEE Press*, Ed. 1, pp. 923-974, 2012.
- [ZHA09] Y. Zhao, et al "A novel overlap area matching algorithm based on location fingerprinting in wireless networks", *WCNMC*, 2009.
- [ZHAN12] T. Zhang, D. Xiao, J. Cui and X. Lou, "A novel OTDOA positioning scheme in Heterogeneous LTE-Advanced systems," *Proc. of the 3<sup>rd</sup> IEEE Int. Conf. on Network Infrastructure and Digital Content*, 21 – 23 Sept. 2012, pp. 106 – 110.
- [ZHANG09] V.Y. Zhang, A.K-S. Wong, "Combined AOA and TOA NLOS Localization With Nonlinear Programming in Severe Multipath Environments", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1-6, April 2009.
- [ZOLT96] Michael D. Zoltowski, Martin Haardt, Cherian P. Mathews, "Closed-Form 2-D Angle Estimation with Rectangular Arrays in Element Space or Beamspace via Unitary ESPRIT", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, n°2, February 1996.

[3GPP10] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Rel 9), 3GPP, TR 36.814 V9.0.0 March 2010.

### Résumé:

L'objectif de cette thèse est de proposer des méthodes de localisation de mobiles en environnement urbain pour des applications de sécurité civile. Le système de localisation doit alors être basé sur un réseau de récepteurs indépendant de celui des stations de base et autres mobiles. L'objectif visé est de pouvoir localiser avec précision un mobile dans une zone limitée. Pour répondre à ce besoin de localisation ponctuel et immédiat, on considère qu'au plus deux récepteurs (RS) peuvent être déployés. Ces RS sont équipés de réseaux d'antennes permettant l'extraction, par un algorithme de haute résolution (HRA), des caractéristiques géométriques du canal utilisées pour la localisation. L'algorithme de localisation proposé, basé sur une technique d'identification d'empreintes, emploie un modèle de canal déterministe de lancer de rayons. Une caractérisation multidimensionnelle du canal de propagation a d'abord été effectuée pour confronter le modèle avec les canaux expérimentaux. L'algorithme de localisation est testé dans des environnements de synthèse afin de prédire les erreurs de localisation engendrées par l'HRA. Il est ensuite validé expérimentalement sur des configurations de propagation volontairement défavorables. Une approche originale basée sur la diversité de polarisation permet d'améliorer la précision de localisation. Si pour des raisons stratégiques ou financières, il n'est pas envisageable d'utiliser deux RS, un second algorithme de localisation est proposé afin de réduire la zone à explorer en n'utilisant qu'un RS mobile. Il se base sur une technique de tracé de rayons inverse et intègre une phase d'identification des rayons diffractés du canal.

### Mots clés :

Localisation, identification d'empreintes, réseau d'antennes, tracé de rayons, canal de propagation, algorithmes haute résolution, communications mobiles, diversité de polarisation.

### Abstract :

The objective of this thesis is to propose mobile localization methods in urban environments for civil safety/security applications. The localization system must be based on a dedicated network of receivers, independent of the provider base stations and mobiles. The purpose is to accurately locate a mobile in a limited area. To meet this punctual and immediate need of localization, it was considered that at most two receivers (RS) equipped with antenna arrays can be deployed. This allows the extraction of the geometrical characteristics of the channel used for localization by a high resolution algorithm (HRA). The proposed localization algorithm is based on a fingerprinting technique and uses a deterministic ray tracing channel model. First, an experimental multidimensional characterization of the propagation channel was performed to compare with experimental channels. The localization algorithm is tested for synthetic environments in order to predict the localization errors caused by the HRA. Then, it was experimentally validated with deliberately unfavorable propagation configurations, encountered with typical scenarios. An original approach based on polarization diversity allows improving the localization accuracy. If for strategic or financial reasons, it is not possible to use two RS, a second localization algorithm is proposed to reduce the area to be explored, using only one mobile RS. It is based on a reverse ray tracing approach and includes a phase of identification of the diffracted rays of the channel.

### Keywords:

Localization, fingerprinting, antenna array, ray tracing, propagation channel, high resolution algorithms, mobile communications, polarization diversity.