



**HAL**  
open science

# Étude d'un système de localisation 3-D haute précision basé sur les techniques de transmission Ultra Large Bande à basse consommation d'énergie pour les objets mobiles communicants.

Kobenan Ignace Kossonou

► **To cite this version:**

Kobenan Ignace Kossonou. Étude d'un système de localisation 3-D haute précision basé sur les techniques de transmission Ultra Large Bande à basse consommation d'énergie pour les objets mobiles communicants.. Electronique. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis; Université Félix Houphouët-Boigny (Abidjan, Côte d'Ivoire), 2014. Français. NNT : 2014VALE0013 . tel-01019504

**HAL Id: tel-01019504**

**<https://theses.hal.science/tel-01019504v1>**

Submitted on 7 Jul 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Numéro d'ordre : 14/13



## THÈSE DE DOCTORAT

Pour obtenir le grade de Docteur

de l'Université de VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS

et de l'Université FELIX HOUPHOUËT-BOIGNY D'ABIDJAN

**Discipline : Electronique**

**Présentée et soutenue par Kobenan Ignace KOSSONOU**

le 27 mai 2014 à l'Amphithéâtre IEMN-DOAE de l'Université de Valenciennes à 14 h

**Ecole doctorale :** Sciences Pour l'Ingénieur (SPI)

**Laboratoire :** Institut d'Electronique, de Micro-Electronique et de Nanotechnologie,  
Département d'Opto-Acousto-Electronique (IEMN/DOAE)

**Etude d'un système de localisation 3-D haute précision  
basé sur les techniques de transmission Ultra Large  
Bande à basse consommation d'énergie pour les objets  
mobiles communicants**

### JURY

**Présidente du jury :**

Mme Fouzia BOUKOUR HDR, Chargée de Recherche à l'IFSTTAR

**Rapporteurs :**

Mme Geneviève BAUDOIN Professeur à ESIEE PARIS, Université PARIS-EST

M. Thierry CHONAVEL Professeur à l'Université de TELECOM BRETAGNE

**Examineurs :**

M. Paul ASSAMOI Professeur à l'Université FELIX HOUPHOUËT-BOIGNY

M. Siaka TOURE Professeur à l'Université FELIX HOUPHOUËT-BOIGNY

**Directeurs de thèse :**

Mme Atika RIVENQ Professeur à l'Université de VALENCIENNES

M. Jamal ASSAAD Professeur à l'Université de VALENCIENNES

M. Issa DOUMBIA Professeur à l'Université FELIX HOUPHOUËT-BOIGNY

**Membres Invités :**

Yassin EL HILLALI Maître de Conférences à l'Université de VALENCIENNES

Michael BOCQUET Maître de Conférences à l'Université de VALENCIENNES



# Remerciements

“Louange et honneur à Dieu le créateur, Seigneur de l’univers” qui m’a aidé en me donnant la force et le courage durant ce travail. C’est lui qui m’a fait grâce en mettant sur mon chemin des Hommes et des Femmes de qualité sans lesquels ce travail n’aurait jamais vu le jour.

Je remercie le Gouvernement ivoirien de m’avoir accordé une bourse pour mener ces travaux de recherches. Je tiens à remercier également le Professeur Jamal ASSAAD, Directeur du laboratoire IEMN-DOAE, de m’avoir accueilli dans son laboratoire et d’avoir accepté de diriger ces travaux. Mes sincères remerciements vont à l’endroit de M. Charles TATKEU, Directeur du laboratoire LEOST de l’IFSTTAR et à toute son équipe d’avoir mis à ma disposition leur matériel lors de mes différentes phases expérimentales.

Je voudrais particulièrement remercier le Professeur Atika RIVENQ, de m’avoir accueilli dans son équipe et d’avoir accepté de diriger ces travaux de thèse. Sa disponibilité, sa sympathie et ses qualités humaines et de chercheur ont été des éléments déterminants dans la réalisation de ce travail. Mes remerciements vont également à l’endroit du Professeur Issa DOUMBIA d’avoir initié cette co-tutelle et d’avoir accepté de diriger mes travaux de thèse. Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance aux Docteurs Yassin EL HILLALI et Michael BOCQUET pour leur disponibilité, leur motivation, leurs conseils qui ont été pour moi d’une grande richesse tout au long de ce travail et surtout pour leur participation active dans l’encadrement de mes recherches.

Je remercie Mme Geneviève BAUDOIN, Professeur à l’université Marne La Vallée de Paris-Est et M. Thierry CHONAVEL, Professeur à l’Université de Télécom Bretagne de m’avoir fait l’honneur d’examiner ce travail et d’en être les rapporteurs.

Je remercie également Mme Fouzia BOUKOUR, Chargée de recherche au LEOST de l’IFSTTAR, Messieurs Paul ASSAMOI et Siaka TOURE, Professeurs à l’université Félix Houphouët-Boigny de Côte d’Ivoire, d’avoir accepté d’examiner ce travail.

Je veux adresser tous mes remerciements à ma famille pour son encouragement et son soutien sans faille. Mes pensées vont particulièrement vers mon épouse, ma tante et son époux M.TANO, mon oncle, mon frère ainsi qu’à mes sœurs qui m’ont toujours soutenu. Enfin, je remercie tous mes collègues du laboratoire d’IEMN-DOAE et tous ceux qui, de diverses manières, m’ont apporté leur soutien.



# Résumé

Les systèmes de localisations existants présentent des insuffisances au niveau des applications en environnement indoor. Ces insuffisances se traduisent soit par la non-disponibilité des signaux (le GPS) dans ce type d'environnement, soit par leur manque de précision quand ils sont prévus à cet effet. Ces limites ont motivé la recherche de nouvelles techniques. Les transmissions Ultra-Large Bande (ULB) de par leur singularité en matière de précision et de faible puissance d'émission, s'avèrent être la meilleure réponse à la problématique ci-dessus. Nous avons donc choisi cette technique pour mettre au point un procédé de localisation endogène permettant d'assurer, avec précision, la continuité des services de localisation dans les environnements indoor. Ce procédé s'appuie sur la localisation en trois dimensions (3-D). Il utilise la technique temporelle de différenciation du temps d'arrivée (TDOA). Cette technique permet de mieux tirer profit de la bonne résolution temporelle de l'ULB et de pallier au problème de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Deux techniques de transmission ULB ont été étudiées : la technique d'accès multiples par séquence directe (DS-CDMA) et la technique d'accès multiples par sauts temporels (TH-CDMA). Une autre étape importante de notre étude a été de développer un algorithme non-itératif de localisation en 3-D pour réduire le temps de calcul. En effet, l'utilisation d'un algorithme non-itératif permet d'optimiser les performances du système en termes de temps de calcul voire de coûts de consommation énergétique. Après l'étude théorique des différents blocs du système, le système a été tout d'abord simulé dans le canal Gaussien (AWGN) et les canaux IEEE.802.15.4a indoor. Il a été ensuite testé dans différents environnements réels de types laboratoires. Les résultats obtenus démontrent que l'utilisation des techniques de transmission basées sur la technologie radio impulsionnelle ULB permet d'obtenir un système de localisation en 3-D avec une précision centimétrique pour les applications indoor.

**Mots clés :** Localisation en milieux indoor, Haute précision, TDOA, Algorithme non itératif de localisation, Détection du trajet direct, Transmission radio, ULB, Canaux de propagation, Techniques d'accès multiples DS-CDMA et TH-CDMA, Configuration MISO.



# Abstract

Existing positioning systems have deficiencies in applications indoor environment. These deficiencies result is the non-availability of signals (GPS) in this type of environment, either by their lack of precision when they are provided for this purpose. These limitations have led to research for novel techniques. Ultra-Wide Band (UWB) transmission techniques due to their uniqueness in terms of fine resolution and low power emission, prove to be the best answer to this problem. So we choose this technique to develop a process to ensure self location, with accuracy, continuity of location services in indoor environments. This method is based on the location in three dimensions (3-D). It uses the Time Difference Of Arrival (TDOA) technique. This technique allows to better take advantage of the high time resolution of the ULB and overcome the problem of synchronization between the transmitter and the receiver. Two UWB transmission techniques were studied : the Direct Sequence multiple access technique (DS-CDMA) and Time Hopping (TH-CDMA) multiple access technique. Another important step in our study was to develop a non-iterative positioning algorithm in 3-D to reduce the computation time. Indeed, using a non-iterative algorithm optimizes system performance in terms of computing time or cost of energy consumption. After the theoretical study of the system, the proposed positioning system was firstly simulated in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and indoor IEEE.802.15.4a channels. It was then tested in various real environments types laboratories. The results obtained show that using UWB impulse radio technology transmission techniques allows to achieve a high accuracy 3-D location system in order of centimeter for applications in indoor environments.

**Keywords :** Indoor Positioning, High precision, TDOA, Non iterative positioning Algorithm, Direct path detection, Radio transmission, UWB, Channel propagation models, DS-CDMA and TH-CDMA Techniques, MISO configuration.



# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>i</b>
<b>Table des matières</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xiii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xv</b>
<b>Liste des acronymes</b>	<b>xix</b>
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Notions fondamentales et systèmes de localisation</b>	<b>7</b>
1.1 Introduction . . . . .	7
1.2 Notions fondamentales des systèmes de localisation . . . . .	8
1.2.1 Contexte et situation . . . . .	8
1.2.2 Les services basés sur la localisation . . . . .	8
1.2.3 Les différentes catégories de localisation . . . . .	9
1.2.3.1 La localisation descriptive . . . . .	9
1.2.3.2 La localisation basée sur le réseau . . . . .	10
1.2.3.3 La localisation spatiale . . . . .	10
1.2.4 La référence . . . . .	11
1.2.5 Le support de transmission . . . . .	11
1.2.6 Les éléments du processus de localisation . . . . .	11
1.2.6.1 Les observables ou paramètres de position . . . . .	13
1.2.6.2 Méthodes de base du positionnement . . . . .	14
1.2.6.3 Infrastructure et protocoles de positionnement . . . . .	14

1.2.7	Les différents critères d'évaluation des performances d'un système de localisation . . . . .	15
1.2.8	Les sources d'erreur d'un système de localisation . . . . .	16
1.2.9	Besoins et intérêts des systèmes de localisation . . . . .	18
1.2.10	Conclusion . . . . .	19
1.3	Les métriques et méthodes de localisation . . . . .	19
1.3.1	Les métriques usuelles de localisation . . . . .	19
1.3.1.1	La métrique de l'angle d'arrivée . . . . .	19
1.3.1.2	La métrique de la puissance du signal . . . . .	20
1.3.1.3	La métrique du temps d'arrivée . . . . .	21
1.3.1.4	La métrique de la différence du temps d'arrivée . . . . .	22
1.3.1.5	Les métriques hybrides . . . . .	26
1.3.2	Les méthodes de localisation . . . . .	26
1.3.2.1	La triangulation . . . . .	28
1.3.2.2	La méthode du <i>Patern matching</i> ou du <i>Fingerprinting</i> . . . . .	29
1.3.2.3	Les méthodes basées sur le calcul de distance . . . . .	29
1.3.3	Conclusion . . . . .	31
1.4	Les systèmes de positionnement <i>Indoor</i> . . . . .	33
1.4.1	Les systèmes de positionnement non-radio . . . . .	33
1.4.1.1	Les systèmes de positionnement infra-rouges . . . . .	33
1.4.1.2	Les systèmes de positionnement ultra-sonores . . . . .	35
1.4.1.3	Les systèmes de positionnement par signal sonore . . . . .	35
1.4.1.4	Les systèmes de positionnement magnétiques . . . . .	36
1.4.1.5	Les systèmes de positionnement par vidéo . . . . .	37
1.4.2	Les systèmes de positionnement radio . . . . .	38
1.4.2.1	Les systèmes de positionnement RFID . . . . .	38
1.4.2.2	Les systèmes de positionnement basés WLAN . . . . .	39
1.4.2.3	Les systèmes de positionnement Bluetooth . . . . .	40
1.4.2.4	Les systèmes de positionnement ULB . . . . .	41
1.5	Conclusion . . . . .	41
<b>2</b>	<b>Intérêt et techniques de transmission ULB pour la localisation</b>	<b>45</b>
2.1	Introduction . . . . .	45
2.2	Définition et quelques spécificités de l'ULB . . . . .	45
2.2.1	Définition de l'ULB . . . . .	46
2.2.2	Spécificités de l'ULB pour la localisation . . . . .	47
2.3	Réglementations et standards de l'ULB . . . . .	48
2.3.1	Réglementations de l'ULB . . . . .	48
2.3.1.1	Réglementations aux États-Unis . . . . .	48
2.3.1.2	Réglementations en Europe . . . . .	49

2.3.1.3	Réglementations en Asie . . . . .	50
2.3.2	Les différents standards . . . . .	52
2.3.2.1	Le standard IEEE 802.15.3a . . . . .	53
2.3.2.2	Le standard IEEE 802.15.4a . . . . .	53
2.3.2.3	Le standard pour les BAN ( <i>Body Area Network</i> ) . . . . .	55
2.4	Formes d'ondes usuelles et techniques de transmission ULB . . . . .	55
2.4.1	Les différentes approches des signaux ULB . . . . .	55
2.4.1.1	L'approche multi bande ULB (OFDM-ULB) . . . . .	55
2.4.1.2	L'approche impulsionnelle ULB (IR-ULB) . . . . .	56
2.4.2	Les différentes formes d'ondes usuelles ULB . . . . .	57
2.4.2.1	Les impulsions conventionnelles de Gauss . . . . .	57
2.4.2.2	Les impulsions modifiées de Hermite . . . . .	60
2.4.2.3	Les fonctions modifiées de Gegenbauer . . . . .	65
2.4.3	Techniques de modulation ULB . . . . .	69
2.4.3.1	La modulation d'amplitude (PAM) . . . . .	69
2.4.3.2	La modulation du tout ou rien (OOK) . . . . .	69
2.4.3.3	La modulation de position (PPM) . . . . .	70
2.4.3.4	La modulation antipodale (BPSK) . . . . .	71
2.4.4	Les techniques d'accès multiples ULB . . . . .	72
2.4.4.1	Technique d'accès multiple par sauts temporels . . . . .	73
2.4.4.2	Technique d'accès multiple sans sauts temporels . . . . .	75
2.5	Apport de l'ULB sur la localisation . . . . .	76
2.5.1	Critère d'évaluation de la précision de localisation : CRLB . . . . .	76
2.5.2	Précision théorique de localisation en ULB . . . . .	78
2.5.3	Détermination des seuils minima de SNR . . . . .	79
2.6	Exemples de systèmes de localisation ULB . . . . .	82
2.6.1	Les systèmes de localisation ULB de <i>Time Domain</i> . . . . .	82
2.6.2	Les systèmes de localisation ULB de <i>Ubisense</i> . . . . .	83
2.6.3	Le système de localisation ULB <i>Saphir DART</i> . . . . .	85
2.6.4	Autres systèmes de localisation ULB . . . . .	85
2.7	Conclusion . . . . .	87
<b>3</b>	<b>Conception d'un système de positionnement 3-D</b>	<b>89</b>
3.1	Introduction . . . . .	89
3.2	Le bloc émetteur . . . . .	91
3.2.1	Paramètres du signal de positionnement . . . . .	91
3.2.1.1	Dimensionnement des paramètres de l'impulsion . . . . .	91
3.2.1.2	La période de répétition des impulsions . . . . .	92
3.2.2	Étude des techniques de codage pour l'accès multiple . . . . .	95
3.2.2.1	Technique des codes bipolaires orthogonaux . . . . .	95

3.2.2.2	Technique du Time Hopping Bipolaire . . . . .	100
3.3	Les canaux de propagation IEEE 802.15.4a . . . . .	104
3.3.1	Définition canal de propagation . . . . .	104
3.3.2	Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.4a . . . . .	104
3.3.3	Autres paramètres du canal . . . . .	106
3.4	Le bloc récepteur . . . . .	110
3.4.1	Métrique temporelle basée sur la TDOA . . . . .	110
3.4.2	Algorithme de détection du premier trajet . . . . .	111
3.4.3	Les algorithmes de localisation 3-D . . . . .	117
3.4.3.1	Généralité sur l'algorithme 3-D par TDOA . . . . .	117
3.4.3.2	Algorithme de positionnement 3-D proposé . . . . .	121
3.5	Conclusion . . . . .	125
<b>4</b>	<b>Simulation du système de localisation 3D proposé</b>	<b>127</b>
4.1	Introduction . . . . .	127
4.2	Critères de performance du système . . . . .	128
4.3	Validation expérimentale de l'algorithme 3-D . . . . .	129
4.3.1	Description du dispositif de mesure . . . . .	129
4.3.2	Résultats de mesures des paramètres temporels . . . . .	130
4.3.3	Exploitation des mesures . . . . .	130
4.3.3.1	Résultats de localisation lorsque le mobile est en-dessous de la station de référence . . . . .	131
4.3.3.2	Résultat de localisation lorsque le mobile est au-dessus de la station de référence . . . . .	134
4.3.4	Conclusion . . . . .	138
4.4	Algorithme de détection du trajet direct . . . . .	138
4.4.1	Détection du trajet direct dans le canal AWGN . . . . .	140
4.4.2	Détection dans les canaux indoor du standard <i>IEEE.802.15.4a</i> . . . . .	145
4.5	Résultats simulés du système de localisation 3-D . . . . .	148
4.5.1	Résultats de localisation 3-D MISO dans le canal AWGN . . . . .	150
4.5.1.1	Localisation 3-D dans le canal AWGN sans trajets mul- tiples . . . . .	151
4.5.1.2	Localisation 3-D dans le canal AWGN avec trajets mul- tiples . . . . .	153
4.5.2	Localisation 3-D MISO dans les canaux IEEE 802.15.4a . . . . .	153
4.5.2.1	Résultats de localisation 3-D dans le canal <i>CM3</i> . . . . .	153
4.5.2.2	Résultats de localisation 3-D dans le canal <i>CM4</i> . . . . .	156
4.6	Conclusion . . . . .	158

---

<b>5 Résultats expérimentaux du système localisation 3-D</b>	<b>159</b>
5.1 Introduction . . . . .	159
5.2 Description du dispositif de manipulation . . . . .	159
5.2.1 Les éléments du système à l'émission . . . . .	159
5.2.2 Les éléments du système de réception . . . . .	161
5.3 Principe du démonstrateur de localisation 3-D . . . . .	161
5.4 Résultats des mesures du système . . . . .	165
5.4.1 Les signaux acquis par l'oscilloscope . . . . .	166
5.4.2 Détermination des paramètres de localisation par corrélation . . .	168
5.4.3 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor . . . . .	170
5.4.3.1 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor : première situation . . . . .	171
5.4.3.2 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor : deuxième situation . . . . .	176
5.5 Conclusion . . . . .	179
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>181</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>185</b>



# Liste des tableaux

1.1	Méthodes de base du positionnement . . . . .	14
1.2	Paramètre $N_d$ en fonction de l'environnement . . . . .	21
1.3	Les fonctions de transfert GCC . . . . .	25
1.4	Tableau récapitulatif des principales métriques de localisation . . . . .	27
1.5	Tableau récapitulatif des systèmes de localisation <i>outdoor</i> et <i>indoor</i> . . . . .	42
2.1	Les densités EIRP maximales autorisées par la FCC . . . . .	48
2.2	Les densités EIRP maximales autorisées par la Commission des Communautés Européennes . . . . .	52
2.3	Les canaux ULB pour le standard IEEE 802.15.4a . . . . .	54
2.4	Récapitulatif des paramètres pour les cinq premières dérivées de l'impulsion de Gauss pour les systèmes ULB <i>Indoor</i> . . . . .	60
2.5	Récapitulatif des paramètres pour les cinq premières dérivées des impulsions de Hermite Modifiées pour les systèmes ULB <i>Indoor</i> . . . . .	64
2.6	Récapitulatif de quelques systèmes de localisation ULB existants . . . . .	88
3.1	Tableau des polynômes primitifs permettant de générer des séquences à longueur maximale . . . . .	96
3.2	Tableau comparatif des m-séquences et des codes de Gold . . . . .	98
3.3	Paramètres du canal IEEE 802.15.4a . . . . .	107
3.4	Différentes solutions possibles de l'estimation de la position 3-D . . . . .	124
4.1	Tableau des paramètres de positionnement en propagation guidée. . . . .	130
4.2	Première Configuration : Le mobile (800; 500; 100) ( <i>cm</i> ) est situé en-dessous de la station de référence ( $BS_1$ ). . . . .	131
4.3	Résultats des estimations de la première configuration. . . . .	132
4.4	Seconde configuration : Le mobile (600; 400; 500) est situé au-dessus de la station de référence ( $BS_1$ ). . . . .	135

4.5	Résultats des estimations de la seconde configuration : la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence . . . . .	135
4.6	Instants d'arrivée du premier trajet et du trajet fort. . . . .	140
4.7	Retards estimés pour une configuration MISO avec 3 multi-trajets pour une fréquence d'échantillonnage de 5 GHz à des SNR de $-20$ et $20$ dB. .	144
4.8	Retards estimés pour une configuration MISO avec 3 multi-trajets pour une fréquence d'échantillonnage de 8 GHz à des SNR de $-20$ et $20$ dB. .	144
4.9	Caractéristiques de la réponse impulsionnelle (RI) choisie des canaux <i>IEEE.802.15.4a indoor</i> . . . . .	146
4.10	Estimations des instants d'arrivée des trajets directs dans les canaux <i>IEEE.802.15.4a indoor</i> . . . . .	148
4.11	Positions des stations émettrices. . . . .	151
5.1	Extraction des paramètres temporels de position. . . . .	169
5.2	Positions des stations de base de la première situation. . . . .	171
5.3	Résultats des estimations des paramètres temporels de position. . . . .	172
5.4	Résultats de localisation pour différentes positions dans lesquelles la hauteur du mobile est supérieure à celles des stations de base. Le DS-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée. . . . .	175
5.5	Résultats de localisation de différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur est supérieure à celles des stations de base. Le TH-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée. . . . .	176
5.6	Positions des stations de base de la deuxième situation. . . . .	176
5.7	Résultats des estimations des paramètres temporels de position par la technique TH-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices. . . . .	177
5.8	Résultats de localisation pour différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur reste inférieure à celles des stations de base avec la technique de transmission DS-CDMA ULB. . . . .	178
5.9	Résultats de localisation pour différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur reste inférieure à celles des stations de base avec la technique de transmission TH-CDMA ULB. . . . .	179

# Table des figures

1.1	Principe du positionnement exogène. . . . .	12
1.2	Principe du positionnement endogène. . . . .	12
1.3	Schéma bloc du processus de localisation ou de positionnement. . . . .	13
1.4	Méthode de l'inter-corrélation Généralisée pour l'estimation des TDOA . . . . .	24
1.5	Schéma du principe de l'AOA . . . . .	28
1.6	Méthode de localisation par trilatération . . . . .	30
1.7	Méthode de localisation par multilatération . . . . .	31
1.8	Lieu géométrique de la méthode de localisation par multilatération en 3-D . . . . .	32
1.9	Architecture du système de positionnement <i>Beep</i> . . . . .	36
1.10	le système de positionnement magnétique : <i>Motionstar Wireless</i> . . . . .	37
1.11	Architecture du système de positionnement <i>Ekahau</i> . . . . .	40
1.12	Architecture du système de positionnement <i>Topaz</i> . . . . .	40
2.1	Masque de la FCC des systèmes ULB <i>outdoor</i> . . . . .	49
2.2	Masque de la FCC des systèmes ULB <i>indoor</i> . . . . .	50
2.3	Masque Européen pour les systèmes de communications ULB sans et avec obligation de mise en œuvre de des techniques de mitigation . . . . .	51
2.4	Représentations temporelles des impulsions de Gauss . . . . .	58
2.5	Représentations spectrales des impulsions de Gauss . . . . .	58
2.6	DSP des cinq premières impulsions de Gauss . . . . .	61
2.7	Représentation temporelle des cinq premières impulsions modifiées de Hermite . . . . .	63
2.8	Représentation spectrale des cinq premières impulsions modifiées de Hermite . . . . .	64
2.9	DSP des cinq premières impulsions modifiées de Hermite . . . . .	65
2.10	Représentation temporelle des trois premières impulsions modifiées de Gegenbauer . . . . .	67
2.11	DSP des cinq premières impulsions modifiées de Gegenbauer . . . . .	67

2.12	DSP des cinq premières impulsions modifiées de Gegenbauer . . . . .	68
2.13	La modulation d'amplitude (PAM) . . . . .	70
2.14	La modulation tout ou rien (OOK) . . . . .	71
2.15	La modulation de position (PPM) . . . . .	72
2.16	La modulation antipodale (BPSK) . . . . .	73
2.17	Illustration de la technique d'accès multiple TH-ULB . . . . .	75
2.18	Illustration de la technique d'accès multiple DS-ULB . . . . .	76
2.19	Limite de précision de localisation en ULB avec les impulsions de Gauss .	79
2.20	Limite de précision de localisation en ULB avec les impulsions modifiées de Hermite . . . . .	80
2.21	Limite des précisions théoriques de localisation en ULB . . . . .	81
2.22	Seuil SNR minima réalistes des systèmes de localisation ULB . . . . .	81
2.23	Système de localisation RTLS P410 ULB de Time Domain . . . . .	82
2.24	Système de localisation RTLS ULB de Ubisense . . . . .	84
2.25	Système de localisation ULB de Saphir DART . . . . .	86
3.1	L'architecture générale du système de localisation . . . . .	90
3.2	Représentations temporelle, fréquentielle et de la limite de précision de la cinquième dérivée de Gauss . . . . .	93
3.3	Valeurs de la fonction d'auto-corrélation d'un code DS-CDMA bipolaire de localisation de longueur $L = 31$ modulé par une impulsion ULB d'éner- gie unité . . . . .	100
3.4	Fonction d'auto-corrélation normalisée d'un code TH-CDMA bipolaire de localisation de longueur 31 modulé par une impulsion ULB d'énergie unité	102
3.5	Comparaison des propriétés d'inter-corrélation de codes de localisation DS bipolaire et TH bipolaire de longueur 31 . . . . .	103
3.6	Les six canaux ULB <i>indoor</i> du standard <i>IEEE.802.15.4a</i> . . . . .	108
3.7	Schéma explicatif de la problématique du trajet direct et du trajet fort .	109
4.1	Estimation avec les relevés de l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan : première configuration . . . . .	132
4.2	Estimation avec les mesures de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan : première configuration . . . . .	133
4.3	Estimation avec les relevés de l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan : première configuration .	133
4.4	Estimation avec les mesures de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan : première configuration . . . . .	134
4.5	Estimation avec les relevés à l'analyseur de réseau lorsque toutes les sta- tions de base sont dans le même plan : deuxième configuration . . . . .	136

4.6	Estimation avec les relevés de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan : deuxième configuration . . . . .	136
4.7	Estimation avec les relevés à l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan : deuxième configuration . .	137
4.8	Estimation avec les relevés de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan : deuxième configuration . . . . .	137
4.9	Exemple de la configuration MISO du système de Localisation 3-D . . . . .	139
4.10	Estimation des retards par inter-corrélation pour différentes longueurs du code de localisation et de SNR dans le cas MISO avec trois multi-trajets	141
4.11	Estimation des retards par inter-corrélation pour différentes longueurs du code de localisation et de SNR dans le cas MISO avec trois multi-trajets	142
4.12	Détection des différents instants d'arrivée des premiers trajets dans les canaux <i>IEEE.802.15.4a indoor</i> . . . . .	147
4.13	Différents blocs du système de localisation 3-D . . . . .	148
4.14	L'architecture détaillée du système de localisation . . . . .	149
4.15	Configuration géométrique du système simulé . . . . .	150
4.16	Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission MISO sans trajets multiples . . . . .	152
4.17	Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission MISO avec trajets multiples . . . . .	154
4.18	Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA dans les canaux <i>CM3</i> de <i>IEEE.802.15.4a</i> . . . . .	155
4.19	Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans les canaux <i>CM4</i> de <i>IEEE.802.15.4a</i> . . . . .	157
5.1	Générateur de formes d'ondes arbitraires. . . . .	160
5.2	Antenne cornet utilisé comme émetteur. . . . .	160
5.3	Antenne monopôle et amplificateur utilisés en réception. . . . .	161
5.4	Oscilloscope numérique. . . . .	162
5.5	Exemple d'une impulsion transmise et d'une impulsion reçue. . . . .	162
5.6	Problème de synchronisation entre le générateur <i>maître</i> et les générateurs <i>esclaves</i> . . . . .	164
5.7	Problème de synchronisation entre deux générateurs <i>esclaves</i> . . . . .	164
5.8	Modèle du signal envoyé par les générateurs à chacune des cinq stations émettrices. Chaque signal possède un code pseudo-aléatoire unique pour l'accès multiple. . . . .	165
5.9	Signaux DS-CDMA ULB acquis par l'oscilloscope. . . . .	166
5.10	Signaux TH-CDMA ULB acquis par l'oscilloscope. . . . .	167

5.11	Signal résultant des signaux DS-CDMA ULB transmis par les cinq stations de base utilisé lors du traitement. . . . .	167
5.12	Signal résultant des signaux TH-CDMA ULB transmis par les cinq stations de base utilisé lors du traitement. . . . .	168
5.13	Principe d'extraction des paramètres temporels de position par corrélation.	169
5.14	Localisation dans le hall du premier étage de l'IEMN-DOAE . . . . .	170
5.15	Localisation dans le laboratoire LEOST de l'IFSTTAR . . . . .	171
5.16	Extraction des instants d'arrivée des signaux par corrélation pour la technique DS-CDMA ULB. . . . .	172
5.17	Extraction des instants d'arrivée des signaux par corrélation des signaux pour la technique TH-CDMA ULB. Les signaux de stations $BS_1$ et $BS_5$ ont été détectés au même instant : $\hat{\tau}_1 = \hat{\tau}_5 = 232$ ns . . . . .	173
5.18	Illustration de l'estimation de la position du mobile dans laquelle sa hauteur est supérieure à celles des stations de base (DS-CDMA ULB) . . . .	174
5.19	Illustration de l'estimation de la position du mobile dans laquelle sa hauteur est supérieure à celles des stations de base (TH-CDMA ULB) . . . .	175
5.20	Illustration de l'estimation de la position par la technique DS-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices	177
5.21	Illustration de l'estimation de la position par la technique TH-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices . . . . .	178

# Liste des acronymes

**A | B | C | D | E | F | G | I | L | M | N | O | P | R | S | T | U | V | W**

## **A**

**AOA** Angle Of Arrival. 13

**AWGN** Additive White Gaussian Noise. 5

## **B**

**BAN** Body Area Network. 52

**BPM-BPSK** Burst Position Modulation-Binary Phase Shift Keying. 54

## **C**

**CDF** Cumulative Distribution Function. 127

**CEC** Commission of the European Communities. 50

**CEPT** Conférence Européenne des Postes et Télécommunications. 49

**CRLB** Cramer Rao Lower Bound. 26

**CSS** Chirp Spread Spectrum. 54

## **D**

**DAA** Detect And Avoid. 50

**DS-CDMA** Direct Sequence-Code Division Multiple Access. 4

**DSO** Digital Sampling Oscilloscope. 129

**DSP** Densité Spectrale de Puissance. 48

## **E**

**EIRP** Effective Isotropic Radiated Power. 48

**ETSI** European Telecommunications Standards Institute. 49

## **F**

**FCC** Federal Communications Commission. 45

**FDMA** Frequency Division Multiple Access. 72

**FPGA** Field-Programmable Gate Array. 183

## **G**

**GCC** Generalized Cross-Correlation. 23

**GDOP** Geometric Dilution Of Precision. 119

**GML** General Maximum-Likelihood. 112

**GPS** Global Positioning System. 1

**GSM** Global System for Mobile Communications. 10

## **I**

**IDA** Infocomm Development Authority. 52

**IP** Internet Protocol. 8

**IR-ULB** Impulse Radio-UWB. 55

**IRIS-LPS** InfraRed Indoor Scour Local Positioning System. 34

## **L**

**LBS** Location-Based System. 8

**LDC** Low Duty Cycle. 50

**LOS** Line Of Sight. 17

## **M**

**MAC** Medium Access Control. 53

**MAE** Mean Absolute Error. 127

**MIC** Ministry of Internal affairs and Communications. 52

**MIMO** Multi Input Multi Output. 19

**MISO** Multi Input Single Output. 138

**MuSiC** Multiple Signal Classification. 19

## **N**

**NLOS** None Line Of Sight. 17

## **O**

**OFDM** Orthogonal Frequency Division Multiplexing. 55

**OOK** On Off Keying. 69

## **P**

**PCRD** Programmes Cadres de Recherche et de Développement. 49

**PN** Pseudo Noise. 73

## **R**

**RF** Radio Frequency. 11

**RFID** Radio Frequency IDentification. 38

**RMSE** Root Mean-Square Error. 78

**RSS** Received Signal Stregnth. 13

**RTLS** Real-Time Localization System. 82

## **S**

**SNR** Signal To Noise Ratio. 23

## **T**

**TDMA** Time Division Multiple Access. 72

**TDOA** Time Difference Of Arrival. 13

**TH-CDMA** Time Hopping-Code Division Multiple Access. 4

**TOA** Time Of Arrival. 13

**TTFF** Time To First Fix. 16

## **U**

**ULB** Ultra Large Bande. 3

**UMTS** Universal Mobile Telecommunications System. 10

## **V**

**VNA** Vector Network Analyzer. 129

## **W**

**WIPS** Wireless Indoor Positioning System. 34

**WLAN** Wireless Local Area Network. 1

**WPAN** Wireless Personal Area Network. 1

**WSN** Wireless Sensor Network. 1

# Introduction Générale

## Contexte de l'étude

La localisation a toujours été une des préoccupations de l'homme. Divers moyens de localisation ont été utilisés par l'homme au cours des siècles. Ainsi, dans les premiers temps, les hommes se repéraient à partir des cailloux, des bois, (...). Les techniques de localisation à l'aide des "corps célestes" ont été utilisées et les éléments naturels utilisés comme points de référence sont bien sûr le soleil, la lune et les étoiles. Le concept de base à toute localisation est donc la "référence". C'est sur cette notion que reposent tous les systèmes de localisation qui ont été successivement exploités. La position relative des étoiles les unes par rapport aux autres ainsi que leur arrangement géométrique, différent d'une position de la terre à une autre et a permis aux navigateurs de se situer sur les océans. Avec la révolution industrielle et technologique, il y a eu l'apparition des gouvernails, des boussoles qui ont été aussi utilisés par les explorateurs pour la découverte du monde. De nos jours avec l'explosion technologique, la cartographie traditionnelle (carte sur papier) est remplacée par les cartes numériques intégrées dans les appareils numériques pour enrichir le quotidien de l'homme et lui permettre de se repérer partout sur l'espace terrestre voire planétaire.

Lorsque ces moyens de localisation à grande échelle ont été maîtrisés, d'autres besoins sont apparus, les objectifs en terme de localisation ont donc peu à peu changé. Les systèmes de communication satellitaires, les réseaux cellulaires, les réseaux locaux sans fil (Wireless Local Area Network (WLAN)), les réseaux personnels sans fil (Wireless Personal Area Network (WPAN)) et les réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Network (WSN)), sont quelques unes des technologies qui sont devenues indispensables dans la vie quotidienne de l'homme. Elles impactent son quotidien en lui permettant d'être connecté à tout moment et en tout lieu. De même que l'étude des systèmes de communication connaît un grand essor, de même les recherches sur les systèmes permettant de se positionner ou de localiser un objet, connaissent aussi un très important développement.

La précision des systèmes de localisation est d'une grande importance dans de nombreuses applications sociétales et sécuritaires. À cette fin, l'intégration du Global Posi-

tioning System (GPS) dans les appareils numériques associée à la localisation Wi-Fi, a ouvert une nouvelle ère à la géo-localisation omniprésente. Nous assistons depuis lors à l'émergence d'applications intelligentes (High Definition Systems Awareness : HDSA) ayant la capacité de fonctionner dans des environnements où la propagation GPS ne parvient pas en général. Les applications dans les environnements confinés nécessitent des systèmes de localisation avec une précision inférieure au mètre voire une précision centimétrique. La localisation fiable dans de telles conditions est un facteur clé pour un ensemble varié d'applications, notamment la logistique, le contrôle de personnes (suivi des personnes autorisées dans les zones à haute sécurité), les services médicaux (le suivi des patients), les opérations de recherche et de sauvetage (communications avec les pompiers ou victimes de catastrophes naturelles), le contrôle des appareils ménagers, la sécurité automobile, les systèmes militaires et in fine un grand nombre d'applications de nouveaux réseaux de capteurs sans fil.

En résumé, il apparaît un besoin réel de développer des techniques innovantes de localisation, qui permettent l'ouverture des services de localisation de grande fiabilité et avec une bonne précision, quel que soit l'environnement de propagation.

## Problématique et objectifs

### Problématique

L'utilisation des techniques spatiales, telles que le géo-positionnement par GPS, pour les applications civiles est courante depuis plusieurs années. Ces applications visent notamment la gestion de flottes de véhicules routiers, maritimes et aériens. Les environnements urbains denses, l'intérieur des bâtiments, les tunnels restent mal couverts par ces systèmes courants. On est souvent confronté dans ces endroits (environnements *indoor* ou "confinés"), à une rupture du service de localisation donc à une rupture de la continuité de service. Par ailleurs, lorsque ce service existe, les mesures de positionnement sont sujettes à d'importantes erreurs.

L'alternative souvent adoptée pour résoudre ce problème de continuité est l'utilisation d'antennes relais (pseudo-lites) à l'entrée des dites zones. Mais dans les milieux confinés, on rencontre d'autres difficultés : l'existence de nombreux trajets multiples, la non visibilité directe entre émetteur-récepteur (dit *Non Line Sight* (NLOS) en anglais). Ces difficultés rendent très complexe l'estimation exacte de certains paramètres de position d'où le problème de précision de la majorité des systèmes de localisation.

Actuellement, la majorité des travaux de recherche se focalisent sur les systèmes de localisation à deux dimensions (2-D) son moins précis en indoor. En considérant ce genre de systèmes, on suppose que tous les éléments évoluent dans le même plan ce qui entraîne souvent une source d'erreur étant donné que la composante en  $z$  est négligée. Pourquoi

pas la localisation en 3-D pour tenir compte des trois composantes spatiales des nœuds de références afin d'améliorer la précision ?

Le GPS est le plus fiable et le plus répandu des systèmes de localisation en outdoor. La majorité des autres systèmes existants sont des systèmes de localisation exogènes ; c'est-à-dire des systèmes qui permettent de déterminer la position d'une cible par une tierce personne. Pourquoi ne pas s'inspirer du GPS pour proposer un système de localisation endogène pour les applications indoor ?

La dernière décennie a connu l'émergence d'une technologie, l'Ultra Large Bande (ULB) dit *Ultra Wide Band (UWB)* en anglais, qui a séduit l'ensemble des chercheurs et des industriels parce qu'elle rendait théoriquement possible des communications à très haut débit, tout en favorisant des transmissions à des puissances très réduites et une haute précision en localisation. L'ULB a ainsi connu deux principaux cadres de normalisation, notamment *IEEE 802.15.3a* finalement abandonné, et *IEEE 802.15.4a* visant à définir une alternative à la couche physique 802.15.4 (Zigbee) destinée aux réseaux personnels. Le principe des communications ULB repose sur l'émission de signaux à faible puissance et de spectres extrêmement larges. Les signaux ULB ont une faible probabilité de détection et d'interception. Ces atouts et ces avantages qui ont suscité un intérêt pour la technologie ULB, en ont fait une candidate naturelle pour la couche physique des systèmes de localisation.

## Objectifs

L'objectif de cette thèse est d'étudier, développer et tester un système de localisation 3-D endogène basé sur les techniques de transmission de la technologie ULB en tenant compte des différentes contraintes liées aux environnements de propagation (multi-trajets, interférences radio et multi-utilisateurs, atténuation, ...). Un des points essentiels de ce travail de recherche réside dans la réalisation d'un algorithme de localisation 3-D.

Il s'agira de satisfaire la demande d'un système, ciblant des objets mobiles communicants, qui permettra à la fois la localisation et la communication haut-débit. Une étude théorique et expérimentale des performances sera effectuée au regard du niveau de performances visé. Nous étudierons les performances de la solution proposée sur la fonction de localisation en optimisant les différents paramètres tels que :

- la forme d'onde la plus adaptée à ce type d'application. Plusieurs formes d'ondes seront analysées et comparées telles que : la gaussienne et ses dérivées, les formes d'ondes générées à base de fonctions présentant des caractéristiques fortes d'orthogonalité (Gegenbauer, Hermite).
- la modulation la plus efficace dans les environnements de propagation visés. Plusieurs techniques de modulation seront étudiées et comparées en termes de robus-

tesse, vis-à-vis du canal de propagation et d'erreur de localisation : il s'agit des modulations PPM (*Pulse Position Modulation*), PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), antipodale etc.

- les techniques d'accès multiples les plus fiables et les plus adaptées à l'application visée : les techniques d'accès multiples classiques de séquences directes (Direct Sequence-Code Division Multiple Access (DS-CDMA)), et par sauts temporels (Time Hopping-Code Division Multiple Access (TH-CDMA)) seront étudiées.
- les récepteurs les plus adaptés en tenant compte du canal de propagation,
- la technique de radio-localisation la plus adéquate pour obtenir une précision centimétrique en 3-D associée à un temps de calcul réduit : plusieurs techniques de radio-localisation (Time Of Arrival (TOA), Time Difference Of Arrival (TDOA), Angle Of Arrival (AOA), TOA/AOA) seront analysées afin de choisir celle qui répond le mieux à nos objectifs.

## Organisation du manuscrit

Nous débutons l'étude, dans le chapitre 1, par la présentation de quelques notions fondamentales relatives aux systèmes de localisation et des principaux outils dont nous aurons besoin pour mener à bien les travaux. Ces outils concernent les techniques, les algorithmes qui sont mis en œuvre pour réaliser un système de positionnement. Nous allons par la suite faire un état de l'art des systèmes de localisation destinés aux environnements confinés ainsi que les contraintes liées à ces derniers. La fin de ce premier chapitre est consacré à l'argumentation du choix de la réalisation du système de localisation basé sur la radio impulsionnelle Ultra-Large Bande (IR-ULB).

Le chapitre 2 traite des techniques de transmissions de l'ULB. Après la définition de l'ULB, ses caractéristiques principales sont exposées en termes d'applications, de la régulation du spectre et de ses avantages. Nous abordons ensuite les formes d'ondes et les techniques de transmission utilisées. Une étude approfondie est menée pour montrer l'apport de l'ULB pour la localisation en termes de précision et de robustesse. Le chapitre se termine par la présentation de quelques systèmes de localisation ULB existants sur le marché.

le chapitre 3 décrit le système de localisation 3-D qui est l'objet de cette thèse. La première partie de ce chapitre traite le dimensionnement du signal et les techniques de génération des codes d'accès multiples ; les canaux de propagations des signaux ULB *indoor* sont aussi étudiés. Les trajets multiples étant source d'erreur des systèmes de localisation, une étude sur l'algorithme de détection du trajet direct est menée. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présenterons, la technique temporelle de la différence de temps d'arrivée sur laquelle est basée notre système ainsi que l'algorithme de

localisation 3-D que nous avons proposé. Cet algorithme non-itératif permet de résoudre des équations non linéaires pour un nombre de paramètres supérieur ou égal à 4.

Le chapitre 4 permettra de valider par des expérimentations en propagation guidée et par des simulations, les algorithmes de localisation 3-D et de détection du trajet direct que nous avons proposés. Enfin, tout le système sera simulé dans le canal gaussien (Additive White Gaussian Noise (AWGN)) et dans les canaux *IEEE 802.15.4a indoor* en appliquant les deux différentes techniques de transmissions ULB que sont : l'accès multiple par séquence directe et l'accès multiple par sauts temporels bipolaire.

Plusieurs étapes expérimentales ont été également nécessaires et ont permis d'effectuer des essais de validation du système en environnement réel type laboratoire, en utilisant l'instrumentation radio-fréquence disponible à l'IEMN et à l'IFSTTAR. La dernière étape expérimentale a été la réalisation d'un démonstrateur, prototype de ce système de localisation 3-D. Les résultats de ces expérimentations sont présentés dans le chapitre 5.



# Chapitre 1

## Notions fondamentales et systèmes de localisation

“Qui veut aller loin, ménage sa monture.”

### 1.1 Introduction

Bien connaître l’environnement peut permettre de créer des services adaptés aux besoins grandissants de l’homme. Ces services proposés utilisent pour la plupart des informations liées au temps, à la position, à la température, à l’orientation, aux enregistrements audio/vidéo, (...). Parmi toutes ces informations, la position et le temps sont probablement les deux paramètres les plus importants en ce sens qu’ils permettent de bien caractériser une situation spécifique [21]. On assiste dès lors à une demande croissante de services basés sur la position.

Ce chapitre pose les bases de l’étude des systèmes de localisation dans leur généralité. Avant de présenter les besoins et les intérêts réels de ces systèmes de localisation dans la section 1.2, quelques notions fondamentales relatives à la localisation sont traitées. La section 1.3, quant à elle, décrit les méthodes et les techniques mises en œuvre lors de la localisation. Après les investigations des sections 1.2 et 1.3, la section 1.4 fait un état de l’art des systèmes de localisation existants qui couvrent une zone à la taille plus réduite propre aux milieux confinés.

## 1.2 Notions fondamentales des systèmes de localisation

Il est difficile d'identifier de manière exhaustive tous les paramètres qui permettent de caractériser les systèmes de localisation. Dans la littérature, on trouve différentes classifications des technologies de localisation [77]. Nous allons indiquer de manière succincte dans cette section certaines notions clés de ces systèmes.

### 1.2.1 Contexte et situation

On retrouve plusieurs définitions de "contexte" dont voici celle plus concise publiée par Dey et Abowd dans [2] : "Le contexte est toute information qui peut être utilisée pour caractériser la situation d'une entité. Une entité est une personne, une place, ou un objet qui relève de l'intersection entre un utilisateur d'un système et une application, tout en prenant en compte l'utilisateur et l'application." De cette définition, quatre types de contexte focalisés sur la relation qui existe entre un système mobile et les éléments qui lui sont liés, ont été établis dans [21] :

- l'infrastructure,
- le système,
- le domaine,
- le contexte physique.

Alors que le contexte est vu comme un ensemble de variables permettant de décrire l'état d'un utilisateur en fonction de son environnement, la situation quant à elle, décrit un tout autre ensemble de ces variables avec une signification plus précise.

### 1.2.2 Les services basés sur la localisation

Un service basé sur la localisation dit Location-Based System (LBS) en anglais, est une application logicielle pour un appareil mobile compatible Internet Protocol (IP) qui nécessite la connaissance de la position de son utilisateur. Les services de localisation peuvent être fondés sur une requête pour fournir à l'utilisateur final des informations utiles ou ils peuvent être en mode *push* pour offrir des coupons ou d'autres informations de marketing pour les utilisateurs qui sont dans une zone géographique spécifique. Avec le développement des réseaux mobiles, les LBS [48, 73] connaissent un succès incontestable. Ces systèmes proposent un service dès lors qu'on connaît avec une certaine exactitude la position de l'utilisateur. Un LBS nécessite cinq éléments de base dans sa chaîne de communication :

- l'application logicielle du prestataire de services,
- le réseau mobile pour transmettre les données et les demandes de service,
- le fournisseur de service pour fournir à l'utilisateur final des informations géographiques spécifiques,
- le système de positionnement,
- l'utilisateur final.

L'utilisation de ce genre de service est souvent soumise à autorisation. Dans la plupart des cas, cela signifie que l'installation de l'application LBS sur l'appareil mobile exige que l'utilisateur doit tout d'abord accepter une demande pour permettre au service de connaître la position de l'appareil. C'est juste après cette autorisation que l'utilisateur pourra bénéficier de ce service.

### 1.2.3 Les différentes catégories de localisation

Étant donné que les systèmes de localisation utilisent les positions de ses utilisateurs, il est donc important d'identifier les différentes catégories de localisation existantes. D'après [48], il existe deux grandes catégories de localisation (en anglais "*location*") : la localisation virtuelle et la localisation physique (ou réelle). La localisation virtuelle est étroitement liée à l'avènement de l'Internet où la localisation désigne un espace virtuel de rencontre comme les *webinars*. Cependant, la localisation a toujours désigné un emplacement réel. Cette catégorie de localisation désigne la localisation physique et elle peut être subdivisée en trois sous-catégories : la localisation descriptive, la localisation basée sur le réseau et la localisation spatiale. Nous allons donc présenter brièvement chaque partie de cette localisation physique car le système que nous proposons dans la suite de cette étude est fondé sur l'une de ces trois sous-catégories.

#### 1.2.3.1 La localisation descriptive

La localisation descriptive est toujours liée à des objets géographiques naturels comme les territoires, les montagnes, les lacs (...), ou à des objets géographiques artificiels comme les frontières, les villes, les pays, les routes, les bâtiments ou l'intérieur d'un bâtiment. Ces structures sont référencées par des descriptions, qui peuvent être soit des noms, des identifiants, ou des numéros, d'où le nom de cette catégorie de localisation. Ainsi, la localisation descriptive est un concept fondamental de notre vie quotidienne, qui est utilisée pour des rendez-vous organisés, pour la navigation ou la fourniture de biens et des courriers.

### 1.2.3.2 La localisation basée sur le réseau

La localisation basée sur le réseau, de l'anglais *Network location*, se réfère à la topologie d'un réseau de communication, par exemple, les systèmes Internet ou cellulaires tels que le Global System for Mobile Communications (GSM) ou l'Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Ces réseaux sont composés de plusieurs réseaux locaux, parfois appelés sous-réseaux, reliés entre eux par une topologie hiérarchique de circuits interurbains. La fourniture de services dans les réseaux suppose que la position de l'utilisateur de l'appareil est connue par rapport à la topologie du réseau. Cette localisation est obtenue à partir des adresses de réseau contenant des informations de routage, en association avec les services d'annuaire, les numéros de cartographie, les identificateurs ou les noms disponibles sur l'adresse réseau. Par exemple avec l'Internet, la position du réseau se rapporte au réseau local. De ce fait, la position est obtenue au moyen de l'adresse IP de l'utilisateur sur le réseau. Dans les réseaux de téléphonie mobile, une localisation réseau est reliée à une station de base à laquelle un terminal mobile est attaché.

### 1.2.3.3 La localisation spatiale

La localisation spatiale cible un unique point dans l'espace euclidien. Un autre terme, plus intuitive pour la localisation spatiale est donc la position. Elle est généralement exprimée au moyen de coordonnées en deux ou trois dimensions, qui sont données par les composantes d'un vecteur, chacune d'elles permettant de fixer la position en une dimension. Contrairement à la localisation descriptive, les positions de la localisation spatiale ne sont pas utilisées dans notre vie quotidienne, parce que la préférence usuelle est de s'orienter par rapport aux objets géographiques en lieu et place des coordonnées. Toutefois, la localisation spatiale est indispensable pour les applications professionnelles comme l'aviation ou l'expédition, qui dépendent de la disponibilité des informations de localisation qui doivent être très précises et exactes.

La localisation spatiale est basée sur des systèmes de référence bien définis qui subdivisent une zone géographique, en des unités de même dimension (même forme et même taille). Un élément important d'un système de référence spatiale est le repère qui permet de représenter une certaine position spatiale par les coordonnées d'un vecteur, lesquelles coordonnées se réfèrent à la position de l'objet mesurée soit par une distance ou soit par un angle. Cette mesure peut s'effectuer par rapport à deux ou trois axes, selon que la position est fixée sur un plan ou dans l'espace. En géométrie, un repère appartient à la classe des repères cartésien ou ellipsoïdal. Un repère est caractérisé de manière unique par son origine, son échelle, et son orientation. De tout ce qui précède, il s'avère donc nécessaire de bien définir au préalable un repère pour une interprétation cohérente des informations de localisation.

Dans la suite de ce document, notre étude portera sur cette dernière catégorie de localisation : la localisation spatiale.

#### 1.2.4 La référence

La notion de référence est étroitement liée au réseau considéré. Dans un réseau cellulaire, la référence est une station de base, dans un réseau de capteurs (WSN) c'est un nœud et dans un réseau WLAN, c'est un point d'accès (Access Point). En un mot, la référence est le point par rapport auquel la position d'un objet ou de l'utilisateur d'un objet peut être déterminée. Elle peut être un récepteur ou un émetteur, tout dépend du type d'application. Ainsi, en fonction de l'utilisateur, on distingue deux types de positionnement : le positionnement absolu et le positionnement relatif.

La localisation spatiale est définie pour les applications dans lesquelles la position de l'utilisateur est déterminée « directement », à partir des seules mesures faites sur les signaux en provenance des stations de base, dans un système de coordonnées conventionnel, lui-même positionné et orienté par rapport à la terre.

Les applications dans lesquelles la position de l'utilisateur est définie « relativement » à un autre point en s'aidant des mesures faites sur les signaux des stations de base observés par lui-même et par le point servant de référence font un positionnement relatif ou différentiel. Notons que ces deux types de positionnement peuvent s'effectuer aujourd'hui indifféremment en temps réel ou en temps différé. Le système qui est à l'étude dans ce document utilise un positionnement relatif.

#### 1.2.5 Le support de transmission

L'élément fondamental dans tout système de localisation est le type de signal utilisé pour se localiser. Plusieurs technologies sont utilisées par les systèmes de localisation. Parmi ces technologies, il y a les technologies basées sur l'infra-rouge, le signal optique, le signal ultra-sonore et le signal radio fréquentiel (Radio Frequency (RF)). Parmi toutes ces technologies, la plus répandue est celle qui utilise le signal RF. Elle traverse non seulement les obstacles mais permet également de couvrir une grande zone contrairement aux trois autres. Ce sont quelques unes de ces caractéristiques qui font que le système que nous proposons est basé sur cette technologie.

#### 1.2.6 Les éléments du processus de localisation

Une notion qu'on rencontre souvent dans la littérature pour parler aussi de localisation est le positionnement (en anglais "*positioning*"). Le positionnement est un procédé qui permet à une cible d'obtenir sa position. Il existe différentes méthodes de position-

nement, qui diffèrent les unes des autres par un certain nombre de paramètres tels que la qualité, le coût de réalisation, les coûts de déploiement et d'exploitation (...).

Deux manières de localisation existent en fonction de l'application souhaitée : la localisation exogène et localisation endogène [8]. La première catégorie de systèmes sont les systèmes de localisation basés sur le principe des systèmes en réseau (*Network-based systems*) dans lequel la position du mobile est déterminée par une autre infrastructure (voir figure 1.1). Cette catégorie regroupe également les systèmes qui sont utilisés dans les applications RADAR.



FIGURE 1.1 – Principe du positionnement exogène.

Dans la catégorie de localisation endogène (positionnement), c'est l'objet qui se localise lui-même à partir des informations émanant de diverses sources (voir figure 1.2). Les systèmes de positionnement sont plus utilisés dans le domaine militaire, dans les applications de sécurité publique par les sapeurs pompiers et dans les systèmes satellitaires (GPS).



FIGURE 1.2 – Principe du positionnement endogène.

En général, quelque soit le type de localisation souhaité, la position est déterminée à partir des éléments suivants :

- une ou plusieurs observables,
- une méthode de positionnement,
- un système de référence (descriptive, en réseau ou spatiale),
- une infrastructure et
- des protocoles pour la coordination du processus de positionnement.

La figure 1.3 est un schéma block du processus de localisation dont les différentes parties seront décrites dans les prochains paragraphes.

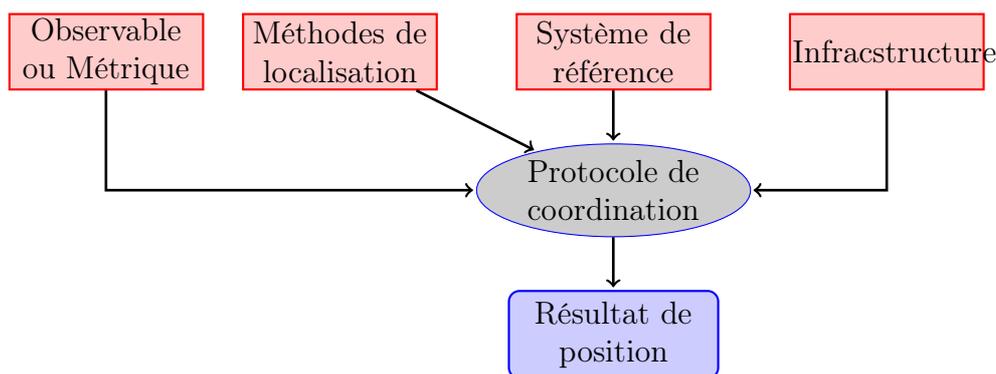


FIGURE 1.3 – Schéma bloc du processus de localisation ou de positionnement.

### 1.2.6.1 Les observables ou paramètres de position

La fonction de base de tout système de positionnement est la mesure d'un ou de plusieurs observables, par exemple, les angles, les distances, les différences de distance, ou la vitesse. Ces observables sont obtenues à l'aide des techniques de mesure (ou métriques) desquelles elles tirent leur appellation. Par exemple, les systèmes de localisation basés sur la RF utilisent les informations contenues dans le signal. Ces observables sont alors le temps d'arrivée (Time Of Arrival (TOA)), la différence de temps d'arrivée (Time Difference Of Arrival (TDOA)), l'angle d'arrivée (Angle Of Arrival (AOA)) ou la puissance du signal reçu (Received Signal Strength (RSS)). En combinant ces paramètres de position deux à deux sus-cités, on peut aussi remonter à ces informations de position.

### 1.2.6.2 Méthodes de base du positionnement

Une fois ces paramètres de position déterminés (observables), la position du mobile (ou de la cible) est déduite en tenant compte des résultats de mesure et des positions des points fixes (station de base). Cette détermination est généralement basée sur une certaine méthode qui dépend fortement des types d'observables utilisées. Les exemples les plus connus sont la latération circulaire et hyperbolique, la triangulation ou le *Pattern matching* connu aussi sous le vocable anglais de *Fingerprinting*. Un aperçu de ces méthodes de base est donné dans le tableau 1.1 avec les différentes observables ainsi que les techniques de mesure associées. Nous reviendrons avec plus de détails sur quelques unes de ces méthodes de positionnement et de ces techniques de mesure dans la section 1.3. La méthode de positionnement est utilisée pour déterminer la position du mobile

Méthode	Observable	Mesurée par
Détection de proximité	Cell-Id, coordonnées	Détection de signaux
Latération	Distance ou Différence de distance	TOA Path-loss TDOA Différence de path-loss
Triangulation	Angle	Réseaux d'antennes
Dead reckoning	Position Direction du mouvement Vitesse Distance	Autre méthode Gyroscope Accéléromètre Odomètre
Pattern matching	Image visuelles ou Fingerprint	Camera RSS

TABLE 1.1 – Vue générale sur les méthodes de base du positionnement [48].

par rapport à un système de référence descriptive ou spatiale tel que présenté dans la sous-section 1.2.3. Le choix de ce système de référence dépend fortement de la méthode de positionnement utilisée.

### 1.2.6.3 Infrastructure et protocoles de positionnement

En outre, dans la majorité des systèmes de localisation, le mobile ne peut pas déterminer lui-même sa position. De ce fait, une infrastructure est souvent requise pour effectuer cette opération. On équipe alors la cible d'un terminal à partir duquel on détermine la position. Par exemple, dans ces types de systèmes, on utilise des stations de

base soit pour effectuer les mesures ou pour aider la cible à se positionner. Il existe deux types d'infrastructures : les infrastructures intégrées et les infrastructures autonomes. Selon le type d'infrastructure utilisée, les satellites (GPS), les stations de base (GSM / UMTS), les points d'accès (WLAN) ou les lecteurs d'étiquettes servent de stations de base, tandis que les téléphones portables et les capteurs peuvent servir de bornes lors du positionnement.

Le dernier élément du processus de localisation sont les protocoles. Ils sont utilisés pour coordonner et contrôler les différentes composantes du système. En général, ils sont appliqués soit entre une unité centrale de commande et les stations de base ou soit entre les stations de base et le terminal. Par exemple, ils sont utilisés pour transférer les coordonnées de la station de base et des instructions de mesure à la borne (appelées données d'assistance), pour transférer des données de mesure au réseau, ou pour échanger des données de la position calculée appelée point localisé (en anglais *position fix*).

Après avoir présenté quelques notions relatives aux systèmes de localisation, nous abordons quelques critères qui permettent d'évaluer les performances de ces systèmes.

### 1.2.7 Les différents critères d'évaluation des performances d'un système de localisation

La section précédente permet d'avoir une vue sur les différents éléments qui interagissent dans le processus de localisation ; ce qui peut induire des erreurs dans les mesures que nous fournissent les systèmes de localisation. Avant d'évoquer les sources probables de ces erreurs dans la sous-section 1.2.8, nous allons donner dans cette sous-section quelques critères qui permettent d'évaluer la performance d'un système de localisation d'une manière générale. Plusieurs critères permettent d'évaluer les performances d'une méthode de positionnement [48, p. 125] :

- **l'erreur et la précision de localisation.** Les paramètres les plus importants d'un système de localisation sont l'erreur et la précision de localisation de ces systèmes. L'erreur de localisation est l'erreur commise sur la position réelle estimée. C'est l'écart entre le point localisé et la position réelle. Son unité est le mètre. Quant à la précision de mesure, c'est le rapport de la position estimée par rapport à la valeur moyenne de la mesure. Elle s'exprime en pourcentage.
- **le rendement et la cohérence.** Le rendement d'une méthode de localisation se réfère à sa capacité à obtenir des points localisés dans tous les environnements. Quant à la cohérence, elle est la mesure de la stabilité de précision dans différents environnements.
- **les frais de réalisation.** Tout système nécessite pour sa mise en œuvre des frais de réalisation, ceci est aussi vrai pour les systèmes de localisation. Ces charges

peuvent se répartir au niveau de la signalisation et des frais liés au temps de calcul. Les frais de signalisation ont un impact sur la quantité des informations échangées entre la cible et le terminal et entre le terminal et l'unité centrale de commande lors du processus de positionnement. Les frais relatifs au temps de calcul se réfèrent à la perte de puissance de traitement qui se produit dans les unités de contrôle ou des bases de données du réseau et au niveau du terminal. Plus le temps de calcul est élevé plus ces pertes deviennent importantes. Ce temps est étroitement lié à la précision de mesure recherchée des systèmes. Par conséquent, la décision d'une méthode de positionnement appropriée doit toujours être un compromis entre la précision de mesure recherchée et le temps de calcul adéquat pour minimiser les frais de réalisation.

- **la puissance de consommation (consommation énergétique).** La consommation électrique peut être considérée comme une catégorie des frais supplémentaires dont il faut tenir compte lors de la réalisation d'un système. La consommation énergétique d'une borne de positionnement est dans la plupart des cas fortement corrélée avec la signalisation et le temps de calcul.
- **le temps de latence.** Le temps de latence correspond à la période entre une demande de position et la transmission ultérieure de la position estimée. Un indicateur important est le temps de la première position localisée, qui est appelé le Time To First Fix (TTFF). Dans les implémentations actuelles, le TTFF est de l'ordre de grandeur de quelques secondes.
- **les coûts de déploiement et d'exploitation.** Les coûts de déploiement sont nécessaires soit pour installer l'infrastructure des stations de base ou des bases de données et les unités de contrôle, soit pour étendre une infrastructure existante ou pour mettre en œuvre le déploiement des infrastructures de positionnement. C'est un critère important de la conception et de la mise en place d'une méthode particulière de localisation. Les coûts d'exploitation sont fortement liés à la complexité de l'infrastructure de positionnement. Les réseaux intérieurs provoquent peu ou même pas de gros coûts d'exploitation, alors que les réseaux satellites nécessitent généralement des charges élevées de fonctionnement. D'où l'intérêt de proposer des systèmes dédiés aux environnements indoor.

### 1.2.8 Les sources d'erreur d'un système de localisation

Une mauvaise précision d'un système de localisation est le résultat d'erreurs des observables mesurées par rapport aux valeurs exactes qui devraient être obtenues. Ces erreurs proviennent de diverses sources. En général, les sources d'erreur suivantes peuvent être identifiées [48, p. 151-153] :

- **l'horloge : l'éternel problème de synchronisation.** L'instabilité et la mauvaise précision des horloges dans les systèmes de positionnement entraînent directement des erreurs dans les mesures faites. Bien qu'il existe des mécanismes de synchronisation de l'horloge et des modèles mathématiques pour corriger ces erreurs, il reste toujours une certaine erreur. Les horloges sont une source d'erreur pour toutes les méthodes de positionnement où les distances et les différences de distance sont déterminées par des mesures de temps.
- **la réfraction ionosphérique et troposphérique.** La réfraction dans l'atmosphère terrestre est responsable de petites déviations de la vitesse des signaux par rapport à la vitesse de la lumière. Les réfractions ionosphérique et troposphérique ont une importance particulière dans les systèmes satellitaires.
- **la non visibilité directe** (None Line Of Sight (NLOS)). Lorsqu'il y a une vue directe (Line Of Sight (LOS)) entre la station émettrice et la station réceptrice, on peut supposer que le premier signal a emprunté cette voie directe, et les autres signaux sont considérés comme des trajets réfléchis. Toutefois, dans certains cas, le LOS n'existe pas, donc tous les signaux reçus sont des trajets réfléchis, ce qui peut conduire à des retards énormes et des erreurs de mesure des observables. Ce problème est particulier aux systèmes de positionnement en fonction du temps comme les systèmes cellulaires, et n'est responsable que de précision modérée par rapport aux GPS (qui exige toujours le LOS). Le NLOS entraîne également d'importantes erreurs dans les systèmes utilisant l'AOA, car un signal réfléchi peut arriver à partir d'une direction quelconque de la station de base émettrice.
- **les trajets multiples.** À la suite de la propagation par trajets multiples, les différents signaux peuvent se superposer au niveau du récepteur et fausser l'amplitude et la phase du signal émis. Il s'agit d'un problème particulier si les intervalles sont déterminés par les mesures de RSS ou par des mesures de phase. En outre, les mesures collectées par la méthode du *fingerprinting* peuvent être différentes d'un moment à l'autre si la configuration de la scène de mesure (par exemple, la disposition des obstacles) est modifiée.
- **le support d'accès.** Le positionnement dans les systèmes intégrés souffre souvent d'interfaces qui ont été conçues pour la communication. Ces systèmes intégrés présentent donc des carences lors de leur utilisation pour le positionnement.
- **les coordonnées des stations de base.** Une autre source potentielle d'erreur sur les résultats peut provenir de l'inexactitude des coordonnées des stations de base. Dans les systèmes *indoor* et cellulaires, ce risque peut être évité car les positions des stations sont fixes. Par contre, les satellites sont soumis aux forces gravitationnelles lors de leur mouvement orbital, qui sont le résultat de la forme non sphérique de la terre, de la gravitation externe, les vents solaires, . . . Ainsi, la véritable position du

satellite s'écarte toujours un peu de sa position utilisée lors du calcul de la position et provoque ainsi des dégradations de précision.

- **la mauvaise configuration géométrique.** Une mauvaise géométrie est donnée si les stations de base sont disposées le long d'une ligne, par exemple, sur les autoroutes, ou si elles sont disposées très proches les unes des autres. En conséquence, les différents trajets arrivent au terminal à des angles très peu profonds, ce qui augmente le niveau d'erreur. En règle générale, une bonne géométrie est donnée si ces angles sont presque droits.

### 1.2.9 Besoins et intérêts des systèmes de localisation

Les signaux RF ont des caractéristiques de propagation différentes selon l'environnement dans lequel on se situe. On peut donc classer les systèmes de localisation en fonction de ces environnements. Il en existe deux grands groupes : le *outdoor* et l'*indoor*. Par conséquent, il y a les systèmes de localisation *outdoor* et les systèmes de localisation *indoor*. L'utilité d'un tel système dépendra donc non seulement de l'intérêt recherché mais aussi du service proposé. En fonction du contexte, les informations de position peuvent être utilisées de différentes manières et ce avec différentes technologies.

Certains services d'urgence utilisent les informations fournies par les réseaux cellulaires pour apporter secours aux personnes sinistrées comme le fait le service d'urgence américain (le *Emergency-911*, E-911) et les systèmes intelligents dans le transport. Ces informations fournies par les réseaux cellulaires peuvent être également utilisées pour porter secours aux skieurs blessés dans les montagnes ou secourir des victimes à l'intérieur de bâtiments en feu.

La connaissance de sa position dans un bureau, peut aider à trouver l'imprimante la plus proche dans un réseau local sans fil et faire un gain de temps. Elle peut aussi être bien utilisée pour localiser ou se localiser dans un campus universitaire. Dans les laboratoires et les hôpitaux, la connaissance exacte de la position des appareils portables et des équipements demandés est nécessaire et permet de rendre efficace leur utilisation.

En logistique, la connaissance du lieu où se trouvent les marchandises (soit dans un entrepôt, soit sur la route) est assez importante afin d'optimiser le coût d'acheminement des marchandises (gestion d'une flotte de camions). Lorsqu'un client a la possibilité de connaître exactement la position de chaque produit dans les grands magasins, permet de réduire le temps nécessaire à la recherche d'une petite pièce dans un très grand espace. Un client peut recevoir des publicités basées sur sa position dans un centre commercial. La connaissance de la position est aussi utilisée pour faire des visites guidées dans les musées. Les maisons intelligentes, les bureaux, les autoroutes qui exploitent les informations de localisation sont quelques autres exemples de la façon dont nos vies quotidiennes peuvent être facilitées.

### 1.2.10 Conclusion

Ces sections ont fait l'objet de la présentation de quelques notions fondamentales de la localisation. Elles ont mis en évidence les différentes catégories de localisation, les éléments du processus de localisation, les sources d'erreur des systèmes de localisation et les critères qui permettent d'évaluer leur performance. Nous allons voir dans la section 1.3, les différentes techniques et méthodes exploitées par les systèmes de localisation.

## 1.3 Les métriques et méthodes de localisation

Dans cette section 1.3, nous allons présenter les techniques et méthodes utilisées pour la localisation. Les méthodes nous permettront de comprendre au mieux celles qui ont été évoquées dans le tableau 1.1. En ce qui concerne les techniques, elles concernent les métriques qui permettent d'obtenir les paramètres liés à la position évoqués au paragraphe 1.2.6.1. Dans la plupart des cas, chaque observable détient son identité de la métrique à partir de laquelle elle est déterminée.

### 1.3.1 Les métriques usuelles de localisation

Avant de présenter les principales méthodes classiques utilisées pour déterminer la position d'un objet ou pour permettre à une personne de se positionner, nous allons d'abord analyser les différentes métriques existantes. Ces métriques sont étroitement liées aux caractéristiques des signaux radio de réception. Pour illustrer les différentes métriques qui vont suivre, nous considérons que toutes les stations émettrices et réceptrices sont dans le même plan et donc ont une même composante selon l'axe  $z$ .

#### 1.3.1.1 La métrique de l'angle d'arrivée

L'angle d'arrivée permet de définir la position de la station émettrice à partir de la méthode de triangulation (voir section 1.3.2.1) et ce, par la mesure d'au moins deux angles d'arrivée d'un signal transmis à au moins deux antennes de réception fixes.

Cette technique se base sur l'existence du trajet direct ou de la visibilité directe (LOS) entre émetteur-récepteur. Lorsque ce trajet n'existe pas, il est difficile de trouver la direction dans laquelle se trouve l'émetteur. Cette contrainte écarte bien souvent son utilisation dans les environnements d'intérieur à moins qu'on sur-dimensionne le système en nombre d'antennes. Dans ce cas, il est envisageable d'utiliser les techniques basées sur l'utilisation de plusieurs antennes (Multi Input Multi Output (MIMO)) en appliquant des algorithmes de super-résolution tels que Multiple Signal Classification (MuSiC) pour résoudre le problème de sources et de trajets multiples. Ces algorithmes

améliorent la précision, mais ils nécessitent un important temps de calcul pouvant entraîner une grande consommation d'énergie. Cet aspect n'intègre pas le cahier des charges du système envisagé qui doit consommer moins d'énergie.

### 1.3.1.2 La métrique de la puissance du signal

L'énergie d'une onde radio, due aux interactions avec l'environnement, diminue quand elle se déplace sur une certaine distance. De nombreux modèles décrivent la relation entre cette perte d'énergie et la distance. Par conséquent, ils peuvent être utilisés pour récupérer l'information spatiale. La métrique qui utilise ce principe est connue sous la dénomination anglaise *Received Signal Strength* (RSS). Cette technique consiste à estimer les pertes par atténuation du signal lors de la propagation.

A partir de l'équation de Friis (1.1a), ces pertes d'énergie pour une onde qui se propage en espace libre, en fonction de la distance séparant la source émettrice et le récepteur, sont traduites par l'équation (1.1b) en  $dB$ .

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t \times G_r \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2, \quad (1.1a)$$

$$PL(f, d) = 20 \times \log\left(\frac{4\pi f d}{c}\right) - G_t(f) - G_r(f), (dB) \quad (1.1b)$$

où l'on a utilisé la relation  $c = f\lambda$  entre la longueur d'onde  $\lambda$ , la fréquence  $f$ , la vitesse de propagation  $c$  de la lumière.  $PL(f, d)$  représente le rapport en  $dB$  entre la puissance émise et la puissance transmise. Quant à  $G_t$  et  $G_r$ , ils représentent respectivement, les gains des antennes de réception et d'émission. Les variations du canal sont principalement dues aux pertes de puissance par propagation et aux mécanismes de masquage. Lorsqu'on tient compte de ces variations lentes pour caractériser un canal réel de sa dépendance en fréquence et en distance des pertes par propagation, on approxime le paramètre  $PL(f, d)$  par la fonction suivante :

$$PL(f, d) = PL(f_0, d_0) + 10N_f \log\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10N_d \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi(f, d), (dB) \quad (1.2)$$

avec  $f_0$  et  $d_0$  respectivement, une fréquence et une distance arbitraires qui sont généralement fixées à la fréquence centrale de la bande considérée pour  $f_0$  et pour  $d_0$  égale à 1  $m$ . Les coefficients de pertes par propagation en fréquence et en distance sont respectivement  $N_f$  et  $N_d$  dont les valeurs théoriques sont prises égales à 2 généralement. La fonction  $\chi(f, d)$  (en  $dB$ ) traduit les variations lentes du canal de propagation. Elle est souvent considérée comme une gaussienne d'écart-type  $\sigma_S$  et de valeur moyenne nulle car les paramètres  $N_f$  et  $N_d$  sont calculés par régression linéaire. Le tableau 1.2 extrait de [93, p. 11] donne quelques valeurs de  $N_d$  pour différents types d'environnement dans les LOS et NLOS.

Environnement	$N_d$	
	LOS	NLOS
Espace libre	2	
GSM Urbain	2,7 à 3,5	3 à 5
Intérieur des bâtiments	< 2	
Usine	2 à 3	4 à 6

TABLE 1.2 – Paramètre  $N_d$  en fonction de l’environnement.

Une fois ces pertes d’énergies déterminées, la méthode de triangulation ou de trilatération permet de calculer la position du mobile (voir section 1.3.2). La RSS présente l’avantage d’être simple à mettre en œuvre mais l’un des inconvénients est que la précision est considérablement dégradée par le canal multi-trajets. De ce fait, le signal est fortement atténué et le point localisé peut ne pas être unique et serait difficilement à déterminer. Par conséquent, ces éventualités sont source d’énormes erreurs pour un tel système de localisation.

### 1.3.1.3 La métrique du temps d’arrivée

L’information du paramètre de position obtenue à partir de la technique du temps d’arrivée (TOA) peut s’obtenir de différentes manières. La première manière, dite coopérative, met en scène un émetteur fixe et un récepteur mobile à localiser. Cette configuration est celle du GPS et elle nécessite une synchronisation entre l’émetteur et le récepteur. La synchronisation consiste à ce que le récepteur connaisse exactement l’instant d’émission du signal pour générer localement un signal identique pour sa reconnaissance. Dans une autre manière, dite non-coopérative, l’objet à localiser agit comme un réflecteur ou une cible : c’est la technique des radars. Ici pour l’estimation de la durée de propagation du signal, on se base sur le temps d’aller- retour. Le signal réfléchi par la cible revient vers la source qui l’a envoyé. Dans ce modèle, la synchronisation n’est pas exigée puisque la source émettrice connaît le moment où il émet le signal. La durée de propagation serait alors la moitié du temps estimé.

Une autre méthode consiste à estimer le TOA en deux étapes (*two-stage TOA*). Cette technique est utilisée dans les environnements où il existe des trajets multiples et aussi pour éviter le problème de synchronisation entre l’émetteur et le récepteur [101]. Le principe de cette méthode est simple : l’émetteur envoie son signal en enregistrant l’instant d’émission et reçoit du destinataire un accusé de réception du signal envoyé. La différence entre ce temps de réception et le premier temps d’émission donne la durée de propagation du signal entre la source émettrice et le récepteur. Illustrons cette approche par un échange de messages entre la source S et le récepteur M . Nous supposons que S

et M sont synchronisés. Soit  $t_s$  l'instant du début de la transmission du signal à partir de S et  $t_r$  l'instant de fin de réception du message par M. Dans ce cas, le TOA est obtenu à partir de l'équation (1.3a). Une fois que ce temps de propagation estimé, on peut donc évaluer la distance séparant la source émettrice et le récepteur par la relation (1.3b).

$$toa = t_r - ts , \quad (1.3a)$$

$$d = c \times toa . \quad (1.3b)$$

Pour obtenir le lieu géométrique, on convertit d'abord les TOA obtenus en distance en considérant la vitesse de propagation du milieu dans lequel a lieu l'échange d'information. La méthode géométrique de détermination du point localisé est identique à celle de la métrique de la RSS comme nous le verrons dans la section 1.3.2.3. Les inconvénients de cette technique, sont principalement liés aux problèmes de synchronisation entre émetteur et récepteur, de trajets multiples et de NLOS qui sont source d'erreur dans les systèmes de localisation.

#### 1.3.1.4 La métrique de la différence du temps d'arrivée

Une alternative à la technique de la TOA, est la technique temporelle de la différence de temps d'arrivée (*Time Difference Of Arrival*, TDOA). Elle permet d'éviter le problème de synchronisation entre la source émettrice et le récepteur [10]. Elle nécessite, en fonction de l'application visée, au moins deux stations émettrices (ou réceptrices) pour un récepteur (ou un émetteur). En réalité, les techniques de TOA peuvent être assimilées aux techniques de la TDOA puisque dans les deux cas, il est nécessaire de comparer, en temps, le signal utile à un signal de référence. Dans le cas du TOA, le signal de référence est dit signal de synchronisation qu'il conviendra de mesurer ou de recouvrir. Dans le cas de la TDOA, le signal de référence est pris sur une autre antenne de réception (ou d'émission) qu'on appelle station de référence (cf. section 1.2.4) séparée spatialement de la première par une distance. Cette technique de TDOA a suscité de nombreux travaux de recherches et reste une approche recommandée lorsque les limites de la TOA ou du RSS apparaissent [35]. L'information de position liée à la TDOA peut être obtenue de deux manières différentes. Nous allons décrire dans les prochains paragraphes ces deux approches.

La première approche décrite ici, suppose la transmission d'une source vers plusieurs récepteurs. Soit un signal,  $s(t)$ , émis à partir d'une source dans un canal bruité vers des stations réceptrices. Le modèle général d'estimation du temps de retard entre les signaux  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  reçus par les deux stations de base est donné par :

$$r_1(t) = \alpha_1 s(t - \tau_1) + n_1(t) \quad (1.4a)$$

$$r_2(t) = \alpha_2 s(t - \tau_2) + n_2(t) , \quad (1.4b)$$

où  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  sont les atténuations du signal,  $n_1(t)$  et  $n_2(t)$  représentent les bruits, et  $\tau_1$  et  $\tau_2$  sont les temps de retard du signal (ou les TOA). Ce modèle général d'estimation suppose que  $s(t)$  est réel et stationnaire,  $n_1(t)$  et  $n_2(t)$  sont des processus aléatoires de moyenne nulle et  $s(t)$  non corrélés avec les bruits  $n_1(t)$  et  $n_2(t)$ . En se référant au temps de retard et aux amplitudes ramenées à l'échelle de l'amplitude du récepteur qui a le temps d'arrivée le plus court tel que  $\tau_1 < \tau_2$ , les équations (1.4a) et (1.4b) peuvent être réécrites respectivement, par (1.5a) et (1.5b).

$$r_1(t) = s(t) + n_1(t) \quad (1.5a)$$

$$r_2(t) = \alpha s(t - \Delta) + n_2(t), \quad (1.5b)$$

où  $\alpha = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$  est le rapport d'amplitude et  $\Delta = \tau_2 - \tau_1$ . L'objectif est d'estimer  $\Delta$ , la différence de temps d'arrivée (TDOA) de  $s(t)$  entre une paire de récepteurs.

De nombreuses méthodes plus directes dites méthodes d'inter-corrélation généralisée (Generalized Cross-Correlation (GCC)) permettant d'obtenir la TDOA ont été développées [10, p. 55]. Nous allons présenter dans ce qui suit celles qui ont été proposées dans [33, 44]. Ces méthodes de GCC effectuent un pré-filtrage des signaux de réception des deux stations avant d'estimer la TDOA. Ce pré-filtrage permet d'améliorer la précision de l'estimation de la TDOA d'une part, en mettant en exergue les fréquences pour lesquelles un rapport signal à bruit ou Signal To Noise Ratio (SNR) en anglais, est le plus élevé et d'autre part, en atténuant la puissance du bruit avant que le signal ne passe dans le corrélateur. L'expression permettant de décrire la méthode de GCC pour l'estimation des TDOA peut se mettre sous la forme de (1.6).

$$C_{r_2r_1}(\tau) = \alpha C_s(\tau - \Delta) \quad (1.6)$$

avec  $C_s(\tau)$  et  $C_{r_2r_1}(\tau)$  respectivement, les fonctions d'auto-corrélation de  $s(t)$  et d'inter-corrélation généralisée de  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$ . L'argument de  $\tau$  qui maximalise la fonction d'auto-corrélation correspond à la valeur estimée de la TDOA ( $\Delta$ ). L'équation (1.6) est aussi équivalente à (1.7).

$$C_{r_2r_1}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} r_1(t)r_2(t - \tau)dt \quad (1.7)$$

Cependant, comme la fonction  $C_{r_2r_1}(\tau)$  ne peut être observée que pendant un temps fini, alors on ne peut obtenir qu'une estimation de cette fonction  $C_{r_2r_1}(\tau)$  décrite par (1.8a). Afin d'améliorer la précision de l'estimation du retard, le filtrage des deux signaux est effectué avant l'intégration en (1.8a) comme le montre la figure 1.4. Chaque signal  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  est filtré par  $H_1(f)$  et  $H_2(f)$ , respectivement avant corrélation. Cette opération est effectuée sur un intervalle temporel avec un décalage régulier de  $\tau$  jusqu'à ce qu'un pic de corrélation soit obtenu. Le délai provoquant le pic d'inter-corrélation est

l'estimation de la TDOA ((1.8b)). Si le corrélateur fournit une estimation non biaisée de la TDOA ( $\Delta$ ), les deux filtres à l'entrée du corrélateur doivent avoir les mêmes réponses en phase et dans ce cas, ils peuvent être considérés comme identiques [40].

$$\hat{C}_{r_2r_1}(\tau) = \int_0^T r_1(t)r_2(t-\tau)dt \quad (1.8a)$$

$$\hat{\tau} = \arg \underbrace{\max}_{\tau} |\hat{C}_{r_2r_1}(\tau)| \quad (1.8b)$$

avec  $T$  la durée du temps d'observation et  $\hat{\tau}$  la valeur de  $\tau$  qui maximise  $\hat{C}_{r_2r_1}(\tau)$ . Cette approche exige que les signaux  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  soient numérisés et transmis à une unité centralisée pour le traitement.

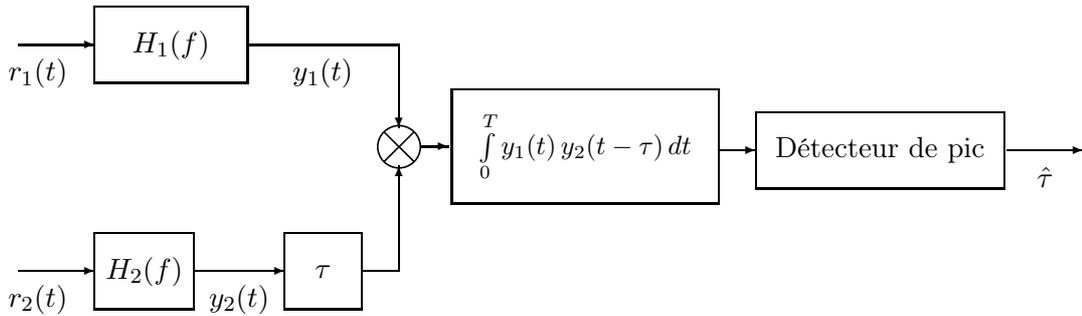


FIGURE 1.4 – Méthode de l'inter-corrélation Généralisée (GCC) pour l'estimation des TDOA.

Soit  $G_{r_2r_1}(f)$ , la fonction de la densité spectrale d'inter-corrélation. Cette fonction est reliée à la fonction d'inter-corrélation (1.7) par la relation :

$$C_{r_2r_1}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_{r_2r_1}(f) \exp(j\pi f\tau) df \quad (1.9a)$$

ou

$$G_{r_2r_1}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} C_{r_2r_1}(\tau) \exp(-j\pi f\tau) d\tau. \quad (1.9b)$$

Comme nous l'avons dit précédemment, parce qu'on ne peut observer  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  que pendant une durée finie, une estimation  $\hat{G}_{r_2r_1}(f)$  de  $G_{r_2r_1}(f)$  peut être obtenue. Par conséquent, si les filtrages de  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  donnent respectivement,  $y_1(t)$  et  $y_2(t)$  avant la corrélation, la densité spectrale d'inter-corrélation peut s'écrire comme (1.10).

$$G_{y_2y_1}(f) = H_1(f)H_2^*(f)G_{r_2r_1}(f) \quad (1.10)$$

où  $H_1(f)$  et  $H_2(f)$ , sont les filtres utilisés pour  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$ , respectivement et  $H^*$  l'expression conjuguée de  $H$ . Ainsi, l'expression (1.7) de l'inter-corrélation généralisée entre  $r_1(t)$  et  $r_2(t)$  devient :

$$G_{y_2y_1}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H_1(f)H_2^*(f)G_{r_2r_1}(f) \exp(j\pi f\tau)df. \quad (1.11)$$

Soit  $H_{GCC}(f)$  la fonction de transfert équivalente au produit de  $H_1(f)H_2^*(f)$ . Ici également, comme on ne peut obtenir qu'une estimation de  $G_{y_2y_1}(\tau)$ , la relation (1.11) se transforme comme suit :

$$G_{y_2y_1}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{GCC}(f)G_{r_2r_1}(f) \exp(j\pi f\tau)df \quad (1.12)$$

qui est utilisée pour estimer la TDOA ( $\Delta$ ). La méthode de GCC utilise la fonction de transfert  $H_{GCC}(f)$  pour minimiser le bruit et les interférences. Le choix de  $H_{GCC}(f)$  est donc très important, particulièrement quand le signal reçu contient plusieurs répliques du signal envoyé du fait des trajets multiples. Les différents choix de  $H_{GCC}(f)$  sont décrits dans [11, 30, 33, 40] et sont regroupés dans le tableau 1.3.

Nom de la méthode	Fonction de transfert $H_{GCC}(f)$
Corrélation ordinaire	1
Roht Impulse Response	$\frac{1}{G_{r_1r_1}(f)}$ ou $\frac{1}{G_{r_2r_2}(f)}$
Smooth Coherence Transform	$\frac{1}{\sqrt{G_{r_1r_1}(f)G_{r_2r_2}(f)}}$
Eckart	$\frac{G_{ss}(f)}{[G_{n_1n_1}(f)G_{n_2n_2}(f)]}$
Hannon-Thomson ou Maximum Likelihood	$\frac{ \gamma_{r_2r_1}(f) ^2}{ G_{r_2r_1}(f) [1- \gamma_{r_2r_1}(f) ^2]}$ $\gamma_{r_2r_1}(f) = \frac{G_{r_2r_1}(f)}{\sqrt{G_{r_2r_1}(f)G_{r_2r_1}(f)}}$

TABLE 1.3 – Les fonctions de transfert GCC.

Cette approche de la TDOA qui vient d'être décrite est pratique quand l'objectif est de localiser une source. Elle ne sied donc pas dans le cas où c'est la source qui veut

se positionner à partir des signaux provenant de plusieurs sources. Par ailleurs, si on suppose que les deux stations émettrices sont synchronisées entre elles mais pas avec la station réceptrice, une méthode triviale d'estimation de la TDOA consiste à faire la différence entre les deux TOA obtenus.

### 1.3.1.5 Les métriques hybrides

Les techniques hybrides sont une combinaison d'au moins deux des techniques précédemment présentées (TOA/TDOA, TOA/AOA, TDOA/AOA, TOA/RSS, TDOA/RSS ou AOA/RSS). Les travaux effectués dans [18, 94, 100] ont montré que l'utilisation de la TDOA/AOA permettrait de réduire les erreurs de localisation dues aux trajets multiples. Par exemple, la technique TDOA/AOA proposée dans [18] pour localiser un utilisateur mobile dans des systèmes cellulaires large bande, a montré que cette combinaison serait plus performante que celle basée sur la TDOA uniquement si et seulement si la mesure de l'AOA est exacte. Les études basées sur la même technique ont été faites également dans [94] mais cette fois, avec l'utilisation d'un filtre étendu de Kalman pour atténuer les erreurs de mesures des TOA et AOA dues aux NLOS. La même technique utilisée dans [100] montre qu'elle peut permettre de faire de la localisation en 2-D avec seulement deux stations de base réceptrices.

Quant aux travaux de SAHINOGLU et CATOVIC dans [75], ils ont mis en exergue l'avantage de combiner TDOA et RSS. Leurs résultats indiquent que pour des systèmes de communication large bande courte portée, l'utilisation de la RSS et de la TDOA conduit à deux types d'amélioration de la précision de localisation par rapport au cas où seules des mesures de TDOA sont utilisées. La combinaison TDOA/RSS permettrait alors d'améliorer la précision de l'estimation globale de position. Avec cette combinaison, ils ont abouti à une conclusion selon laquelle la limite de la borne de Cramer Rao (Cramer Rao Lower Bound (CRLB)) devient significativement plus faible à proximité des appareils utilisant la RSS. Cette constatation provient de la suppression des singularités dans la CRLB lorsqu'on est à proximité des appareils fonctionnant avec TDOA.

Le tableau 1.4 fait un récapitulatif des principales métriques de localisation. On y présente quelques unes de leurs limites ainsi que de leurs avantages.

## 1.3.2 Les méthodes de localisation

Après avoir présenté les différentes techniques qui permettent d'obtenir les observables utilisées comme paramètres de position dans les systèmes de localisation, nous allons aborder dans cette section les méthodes qui permettent d'obtenir la position proprement dite. Ces méthodes ont été données dans le tableau 1.1 à la page 14. Chaque méthode étant basée sur une métrique, on peut donc distinguer deux types de méthodes : les méthodes utilisant le calcul de la distance et celles basées sur la mesure des angles

<b>Technique de localisation</b>	<b>Limites</b>	<b>Avantages</b>
Technique basée sur la puissance des signaux reçus (Received Signal Strength, RSS)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>- Précision faible,</li> <li>- Mauvaise performance en présence de trajets multiples multiples</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Implémentation Faible</li> <li>- Algo. de localisation simple</li> <li>- Disponibilité des modèles mathématiques d'atténuation</li> </ul>
Technique basée sur l'angle d'arrivée des signaux reçus (Angle Of Arrival, AOA)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>- Coût d'implémentation élevé,</li> <li>- Sensible aux trajets multiples</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Algo. de localisation simple</li> <li>- Nombre de stations de base fixes réduit</li> </ul>
Technique basée sur le temps d'arrivée des signaux reçus (Time Of Arrival, TOA)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Synchronisation entre émetteur et récepteur,</li> <li>- Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>- Nécessité d'une résolution temporelle élevée au récepteur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Précision élevée en milieu confiné,</li> <li>- Bonne estimation des paramètres,</li> <li>- Algo. de localisation simple</li> </ul>
Technique basée sur la différence du temps d'arrivée des signaux reçus (Time Difference Of Arrival, TDOA)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Synchronisation entre récepteurs ou émetteurs,</li> <li>- Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>- Nécessité d'une résolution temporelle élevée au récepteur</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Précision élevée en indoor,</li> <li>- Bonne estimation des paramètres,</li> <li>- Algo. de localisation simple</li> <li>- Pas de synchronisation entre émetteur-récepteur</li> </ul>

TABLE 1.4 – Tableau récapitulatif des principales métriques de localisation.

d'arrivée.

### 1.3.2.1 La triangulation

La méthode de triangulation est la méthode de localisation qui utilise au moins deux angles d'arrivée (AOA). Pour appliquer cette méthode, le mobile doit connaître les angles  $\theta_1$  et  $\theta_2$  indiqués dans la figure 1.5 ainsi que la distance  $S_1S_2$  séparant les deux stations de base.

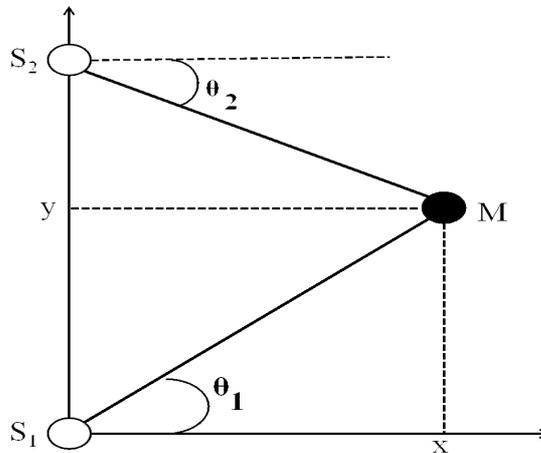


FIGURE 1.5 – Schéma du principe de l'AOA.

Soit un mobile  $M(x, y)$  de position inconnue, la source du signal reçu par les stations  $S_1(x_1, y_1)$  et  $S_2(x_2, y_2)$ . Les angles d'arrivée du signal  $\theta_1$  et  $\theta_2$  ou de l'anglais *Angle Of Arrival* (AOA) sont mesurés respectivement, entre les axes  $(MS_1)$  et  $(MS_2)$  et les perpendiculaires à la direction de  $(S_1S_2)$  en  $S_1$  et  $S_2$ . Ils sont estimés soit à l'aide d'antennes directives ou un réseau d'antennes directives en supposant que les premiers signaux arrivent toujours selon le trajet direct. Afin de déterminer la position de  $M$ , nous définissons un repère avec  $S_1$  comme origine et  $(S_1S_2)$  l'axe des ordonnées (figure 1.5). Une fois ces angles estimés par la technique AOA décrite au paragraphe 1.3.1.1, on peut déterminer facilement les caractéristiques du triangle  $S_1MS_2$ , soit :

$$S_1M = \frac{S_1S_2 \times \cos(\theta_2)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)} \quad (1.13a)$$

$$S_2M = \frac{S_1S_2 \times \cos(\theta_1)}{\sin(\theta_1 + \theta_2)}. \quad (1.13b)$$

La position du mobile  $M$  est alors déterminée à partir des équations (1.14a) et (1.14b).

$$x = \frac{S_1 S_2}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2} , \quad (1.14a)$$

$$y = \frac{S_1 S_2 \tan \theta_1}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2} . \quad (1.14b)$$

### 1.3.2.2 La méthode du *Patern matching* ou du *Fingerprinting*

La méthode du *Patern matching* ou *Fingerprinting* est basée sur la fusion de données ou la collette de données. Ces données peuvent être des RSS, des AOA, des TOA et/ou des TDOA et elle s'opère en deux étapes [61]. Dans la première étape ou étape d'apprentissage, des caractéristiques de l'environnement sont mesurées à des endroits différents et les données sont stockées avec une information de référence spatiale. Cette étape est également qualifiée de phase hors ligne, car elle est généralement effectuée avant l'activation du service de localisation fournie par le réseau. La deuxième étape ou phase en ligne commence lors de l'opération réelle de localisation. Les mêmes caractéristiques de l'environnement sont mesurées et les résultats sont comparés aux valeurs stockées (valeurs des paramètres obtenues lors de la première phase).

Selon l'évolution de la caractéristique mesurée au cours du temps, cette méthode peut être très performante. Cependant, lorsque la zone de couverture devient grande et ainsi un grand nombre de capteurs sont impliqués, la taille de la base de données augmente considérablement, ce qui rend l'utilisation simple du *fingerprinting* fastidieuse en terme de temps de calcul [61]. En outre, toute modification de la configuration telle que le déplacement d'une balise ou la modification de l'environnement, impliquera la création d'une nouvelle base de données.

### 1.3.2.3 Les méthodes basées sur le calcul de distance

Ces méthodes permettent de remonter à la position de localisation recherchée par le calcul de distance à partir des paramètres de position évoqués dans la section 1.2.6.1 : lorsqu'on utilise les observables de la RSS ou du TOA, on parle de trilatération ; lorsqu'on utilise les TDOA, la méthode porte le nom de multilatération.

**La trilatération :** La trilatération est une méthode permettant de déterminer la position du mobile récepteur (M) en utilisant la géométrie des triangles d'une manière similaire à la triangulation. Le procédé implique la connaissance de la distance du mobile par rapport aux différentes stations de base ( $T_i, i = 1, \dots, N$ ). Pour déterminer la position en 2-D, il faut au moins trois nœuds de référence. Soient  $(x_i, y_i)$  les coordonnées des stations émettrices et  $(x, y)$  celles du mobile qui veut se localiser. La relation entre

la position de chaque station et celle du mobile sont reliées par (1.15) :

$$d_i^2 = (x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 \quad (1.15)$$

où les valeurs  $d_i$  sont les distances entre le mobile et chaque station de base qui sont déduites des valeurs obtenues par *RSS* ou *TOA*.

La position de l'émetteur (ou du récepteur) en 2-D est alors déduite de l'intersection d'au moins trois cercles dont les centres sont les positions des différents récepteurs (ou émetteurs) et les rayons sont les distances  $d_i$  entre l'émetteur (ou le récepteur) et les différents récepteurs (ou différents émetteurs). Dans le cas d'une configuration géométrique en 3-D, ce lieu géométrique est l'intersection de trois sphères.

La figure 1.6 montre la localisation en 2-D d'un mobile  $M$  à l'intersection des cercles  $C_1(T_1, d_1)$  et  $C_2(T_2, d_2)$ . En cas d'ambiguïté ou de deux intersections des deux cercles, un troisième  $C_3(T_3, d_3)$  émetteur peut être utilisé pour affiner le choix de la position  $M$ .

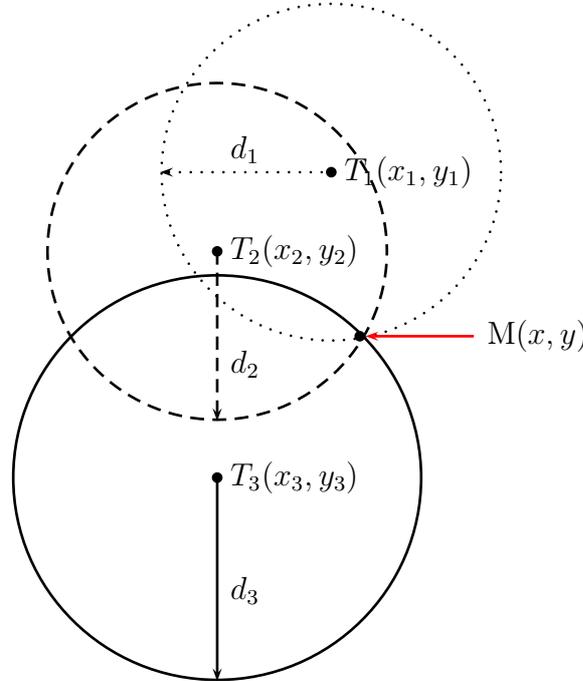


FIGURE 1.6 – Méthode de localisation par trilatération.

**La multilatération :** La multilatération est un procédé basé sur l'intersection soit d'hyperboles en 2-D, soit d'hyperboloïdes en 3-D obtenues à partir de TDOA décrites par (1.16) :

$$\begin{aligned} d_{i,1}^2 &= d_i^2 - d_1^2 \\ d_{i,1}^2 &= ((x_i - x)^2 + (y_i - y)^2) - ((x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2), i = 1, \dots, N - 1 \end{aligned} \quad (1.16)$$

avec  $N$  le nombre de stations émettrices. Une phase importante de cette méthode est le choix d'une antenne de référence. Dans l'équation nous avons supposé que cette référence est la station de base numéro 1 ( $T_1$ ).

La position est obtenue en utilisant au minimum trois (ou quatre) émetteurs et un récepteur en 2-D (ou en 3-D) comme l'illustre la figure 1.7.

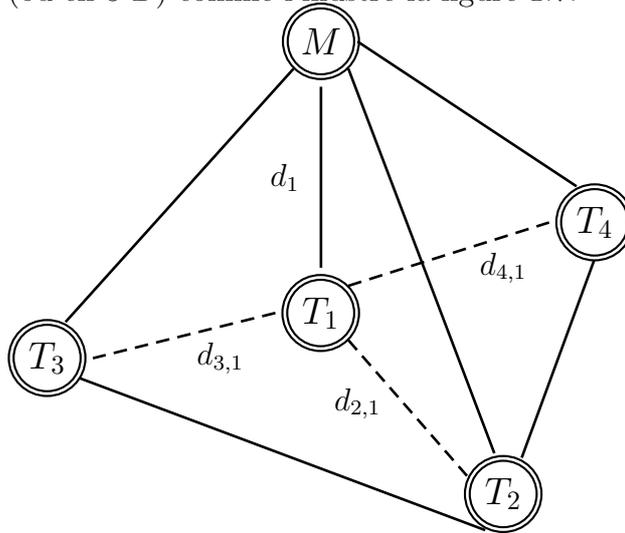


FIGURE 1.7 – Méthode de localisation par multilatération.

Lorsqu'on suppose une localisation en 2-D (ou en 3-D), on obtient alors  $(N - 1)$  équations d'hyperboles (ou hyperboloïdes) et la position de l'objet est alors donnée par le point d'intersection de ces hyperboles (ou hyperboloïdes). La figure 1.8 est un exemple de lieu géométrique de la multilatération pour  $N = 4$  en 3-D.

### 1.3.3 Conclusion

Nous avons présenté dans les sections précédentes, les métriques et méthodes usuelles des systèmes de localisation en relevant les avantages et les limites de chacune. Le système étudié utilise d'une part, des paramètres temporels et doit permettre d'autre part, à un objet mobile de se positionner dans un environnement confiné, riche en trajets multiples et NLOS. De ce fait, la métrique adéquate parmi toutes celles qui ont été présentées est la métrique temporelle basée sur la TDOA. La méthode de localisation qui en découle est la multilatération. Pour permettre au mobile de calculer sa position, on a recours à des algorithmes. Par exemple, dans le cas d'une localisation en 2-D avec un nombre d'émetteurs supérieur à 4, on utilise la méthode des moindres carrés ou des méthodes itératives [89]. Nous reviendrons dans la section 3.4.3.1 du chapitre 3 sur ces algorithmes dans laquelle sera présentée l'algorithme non-itératif proposé pour notre système.

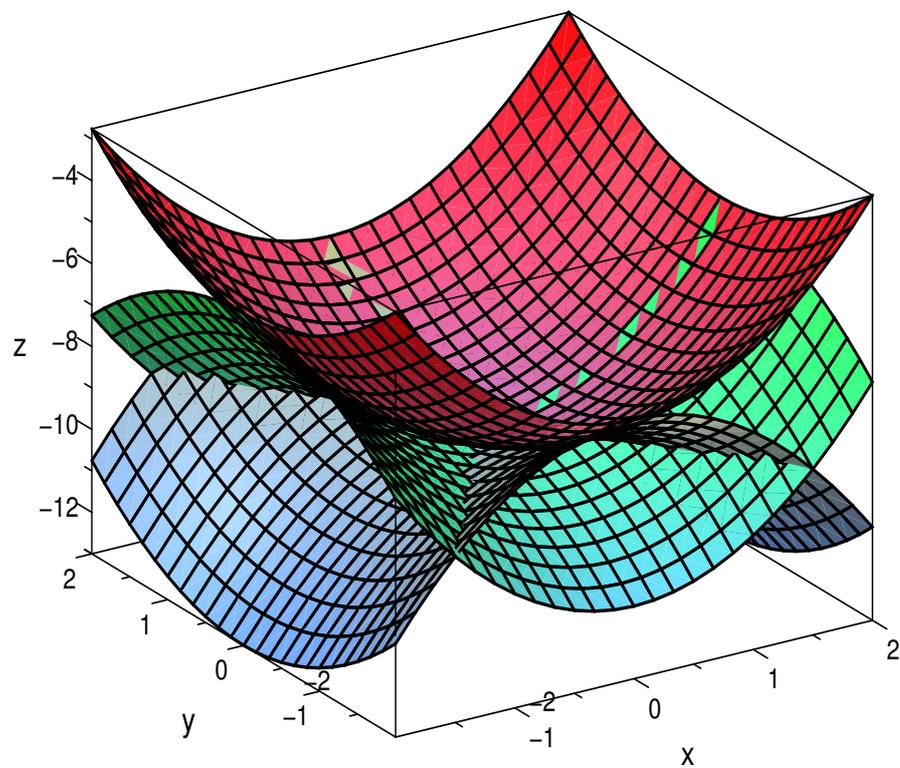


FIGURE 1.8 – Lieu géométrique de la méthode de localisation par multilatération en 3-D.

Après avoir présenté dans les sections précédentes quelques notions fondamentales relatives aux métriques et méthodes de localisation, nous allons aborder dans la section suivante quelques systèmes qui mettent en œuvre ces techniques et méthodes de positionnement. Il est à noter que l'une des limites des systèmes satellitaires est la non couverture et l'imprécision ou la quasi-inexistence de ces systèmes dans les zones confinées. D'autres systèmes dédiés aux applications d'intérieurs ont donc été proposés pour résoudre ces problèmes dans le but d'assurer la continuité de service de localisation. Nous allons présenter dans la section 1.4 ces systèmes, leurs avantages ainsi que leurs limites.

## 1.4 Les systèmes de positionnement *Indoor*

De nombreuses solutions pour la localisation des personnes (et objets) ont été proposées. Elles devaient répondre à des exigences de coût, de complexité et de précision. La plus connue des solutions est l'utilisation des récepteurs GPS. La précision de 10 à 20 mètres qu'offre le GPS dans les milieux dégagés a permis un large déploiement des services de localisation en zone ouverte (l'aide à la navigation ou recherche d'itinéraire). Cependant, les services GPS dans les lieux confinés restent limités à cause de l'indisponibilité du signal. Afin de se libérer des limitations du système GPS dans ces environnements urbains denses ou intérieurs, des solutions reposant sur des réseaux de capteurs ou des réseaux sans fil ont été développées ou sont en cours de développement. Nous présentons dans cette section les systèmes existants pour les applications des ces environnements en fonction des technologies utilisées.

Actuellement, de nombreux systèmes sont développés sous forme de projets de recherche. Seulement dans de rares cas, les systèmes de positionnement à l'intérieur ont atteint un état de prototypes réels. Dans cette section, nous examinons brièvement les systèmes existants de localisation dans un environnement intérieur. Nous pouvons diviser ces systèmes en deux types selon que le signal de transmission utilisé est radio-fréquentiel (RF) ou non. Nous allons décrire les deux types de systèmes dont la technique de mesure est basée sur l'infrarouge, l'ultra-son, la vidéo et la radio fréquentielle.

### 1.4.1 Les systèmes de positionnement non-radio

#### 1.4.1.1 Les systèmes de positionnement infra-rouges

Un certain nombre de prototypes développés dans des projets de recherche pour réaliser des systèmes de positionnement basés sur la détection de proximité utilisent des signaux infrarouges.

Le premier prototype est le système *Active badge* développé par AT&T Cambridge dans les années 1990. Il couvre les zones à l'intérieur des bâtiments et donne une infor-

mation de localisation symbolique de chaque badge actif, par exemple en indiquant la salle où il (le badge actif) se trouve [95]. Le badge actif émet périodiquement (chaque 15 s) un signal infrarouge. De multiples capteurs sont déployés à l'intérieur de la salle dont quelques uns reçoivent le signal infra-rouge émis par le badge actif. L'un des inconvénients de ce système, c'est que le signal infra-rouge ne traverse pas les vêtements. De ce fait, le badge doit être porté à l'extérieur des vêtements. De plus, si la période de transmission est de 15 secondes, la durée de vie de la batterie est d'une demi année.

Un autre système qui utilise la technologie infra-rouge est le système *Firefly* conçu par *Cybernet System Corporation*. C'est un système de suivi de mouvement qui permet de générer des informations de position 3-D. Le système est composé d'une balise de contrôle, d'autres balises et d'un réseau de caméras. La balise de contrôle est de petite taille, très légère (environ 425 g) et doit être portée par la personne suivie.

Il a une précision d'environ 3 mm. Le suivi de position est effectué d'une manière rapide, en temps réel avec un retard de mesure de 3 ms et le taux d'échantillonnage est de 30 balayages par seconde, si 30 balises sont suivies.

Bien que la balise de contrôle et les autres balises soient de petites tailles et légères, elles ne procurent pas de confort pratique du fait qu'elles doivent être portées. De plus, le système ne peut fonctionner correctement que dans un environnement d'éclairage normal. En outre, la zone de couverture est limitée à moins de 7 m avec un champ de vision précise et le prix de l'ensemble du système avoisine les 27500\$. Le système n'est pas adapté à la mise en œuvre dans un grand espace public comme un centre commercial.

Il existe d'autres systèmes comme l'InfraRed Indoor Scour Local Positioning System (IRIS-LPS) [3], les systèmes de positionnement par infrarouge miniaturisés Wireless Indoor Positioning System (WIPS) développé par le *Royal Institute of technology* suédois et le système *PalmSpot* qui est une combinaison de *Active badge* et du WIPS [73]. Ces systèmes de positionnement par infra-rouge effectuent des estimations de localisation d'une manière très précise de l'ordre des centimètres. Les émetteurs infra-rouge sont de petites tailles, légers et faciles à être portés par une personne. Cependant, ils ont quelques limites liées au montant assez onéreux de l'infrastructure totale. Les émetteurs et récepteurs sont reliés entre eux par des câbles spéciaux et à des emplacements bien définis. En outre, quand la balise infra-rouge portée par une personne est couverte par ses vêtements, le système ne fonctionne pas, car la lumière infrarouge ne peut pas pénétrer les matériaux opaques.

Une limite majeure de ces systèmes basés sur l'infrarouge est que leur signal est de courte portée et ne traverse pas certains matériaux comme les vêtements et les murs. Ce qui rend impossible la localisation de deux objets qui ne sont pas dans la même pièce ou qui sont à l'extérieur des vêtements.

### 1.4.1.2 Les systèmes de positionnement ultra-sonores

Une alternative aux systèmes de positionnement par infra-rouge et par signaux radio est le positionnement par ultra-son. Le plus grand avantage des signaux ultra-sonores réside dans leur vitesse de propagation d'environ  $1243 \text{ km/h}$  qui est évidemment très faible comparativement à celles de l'infrarouge et des ondes radio qui sont d'environ  $300000 \text{ km/s}$ . Par conséquent, l'ultra-son fournit une base très pratique pour les mesures de temps et peut donc être utilisé pour la latération sans la nécessité de mécanismes de synchronisation complexes et coûteux. Les signaux ultra-sonores ne pénètrent pas les murs et ne nécessitent pas une ligne de visée entre l'émetteur et le récepteur. Les systèmes de positionnement ultra-sonores peuvent atteindre une précision de l'ordre de quelques centimètres à l'intérieur des bâtiments lorsqu'il existe un réseau très dense d'émetteurs et de récepteurs. Les systèmes *Active Bat* [4] et *Cricket* [66, 67] sont quelques exemples de systèmes de localisation par ultra-son que nous présentons ci-après.

- Le système de positionnement *Active Bat* a été conçu par des chercheurs de l'AT&T Cambridge. Il permet de faire de la localisation en 3-D et de fournir des informations d'orientation pour le suivi des balises. La méthode de trilatération est utilisée pour estimer la position du *Bat* qui émet un signal ultra-sonore vers des récepteurs positionnés au-dessus de lui.
- Le système de positionnement *Cricket* est un système de localisation dont le but est de protéger la vie privée de l'utilisateur, d'offrir une bonne performance et un système à faible coût. Ce système utilise le TOA et la méthode de triangulation pour localiser une cible. Son infrastructure est constituée d'émetteurs ultra-sonores fixés sur les murs ou les plafonds à des positions connues, et un récepteur monté sur chaque objet à localiser. Les émetteurs transmettent également des messages radio pour la synchronisation de la mesure des TOA et transmettre leurs informations de localisation de façon décentralisée. Le coût de l'ensemble du système est faible. En outre, le système *Cricket* peut fournir une précision de position d'environ  $10 \text{ cm}$ . Cependant, les récepteurs situés dans le système font les estimations de localisation, et reçoivent le signal ultra-sonore et le signal Radio en même temps. Ainsi, un récepteur dans le système de cricket consomme plus d'énergie.

Ces systèmes permettent de localiser un objet ou une personne : c'est donc le principe de la localisation exogène qu'ils utilisent. Leur portée est très limitée et les rend impraticables pour la localisation dans les zones confinées et étendues.

### 1.4.1.3 Les systèmes de positionnement par signal sonore

D'autres systèmes de positionnement *indoor* se basent sur la technologie du signal sonore (*audible sound*). Le système *Beep* a été développé par MANDAL et al. [52, 55]

pour le positionnement *indoor*. La méthode de localisation utilisée est la trilatération standard basée sur la mesure de six TOA à partir de six capteurs. Les informations de localisation déterminées par *Beep* peuvent être utilisées par plusieurs applications pratiques dans les situations telles que les bâtiments de bureaux, centre commercial, etc. La figure 1.9 montre l'architecture du système de positionnement *Beep*. Les utilisateurs

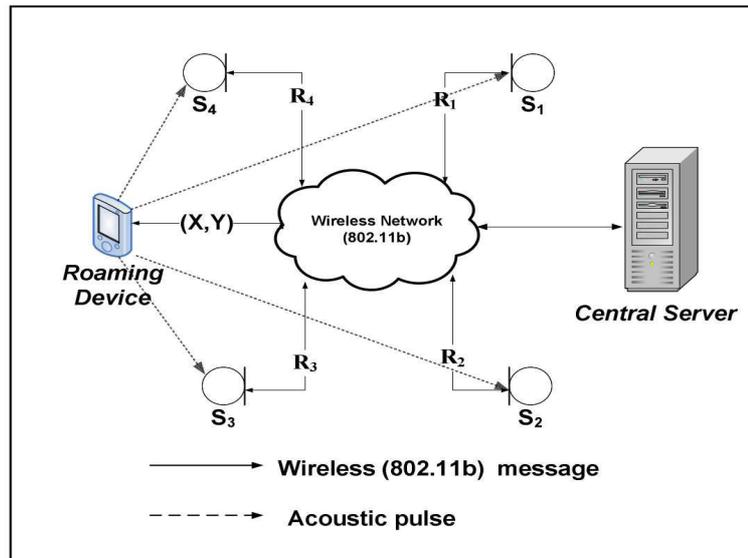


FIGURE 1.9 – Architecture du système de positionnement *Beep* [55].

peuvent utiliser leurs appareils personnels (téléphones cellulaires 3G, PDA, ...) dans un système de positionnement pour obtenir leurs positions en se servant du signal sonore provenant de ces appareils. La précision de ce système de positionnement peut atteindre jusqu'à 0,4 m dans 90% des cas. Cependant, l'effet du bruit réel et des obstacles réduit la précision du positionnement à 1 m dans 6 à 10% des cas.

En raison des propriétés du son audible, utiliser ce service pour le positionnement comporte certaines limites. En effet, le signal sonore peut être perturbé par d'autres bruits sonores dans les situations intérieures changeantes et dynamiques publiques. Le signal sonore n'a pas de capacité de pénétration élevée, de sorte que l'infrastructure de ce système doit être déployée dans une seule pièce. De plus, la transmission par signal sonore est une autre source de bruit indésirable.

#### 1.4.1.4 Les systèmes de positionnement magnétiques

Une méthode très ancienne de positionnement est l'utilisation des signaux magnétiques. Les systèmes de positionnement magnétiques offrent une grande précision et ne souffrent pas de problèmes de visibilité directe (LOS).

Un exemple de ce système est le *MotionStar Wireless*. C'est la version améliorée du système de suivi de mouvement filaire original appelé *MotionStar* conçu par *Ascension Technology Corporation*. Ce système *MotionStar Wireless* permet de traquer plusieurs cibles (jusqu'à 120 capteurs) simultanément. Il est composé d'un émetteur, d'une unité de commande, d'une station de base et d'un ensemble de récepteurs et d'émetteurs RF comme le montre la figure 1.10.



FIGURE 1.10 – Le système de positionnement magnétique : *Motionstar Wireless*.

Les systèmes de positionnement par impulsion magnétique peuvent offrir de bonnes précisions de localisation (de l'ordre du centimètre). Toutefois, la zone de couverture limitée est un inconvénient pour la performance de ces systèmes. Ainsi, l'augmentation de la zone de couverture de chaque émetteur-récepteur magnétique ou en utilisant diverses infrastructures magnétiques pour couvrir suffisamment la zone d'activité doit être étudiée.

#### 1.4.1.5 Les systèmes de positionnement par vidéo

Le système de positionnement par vidéo est une autre méthode de positionnement *indoor*. C'est le moyen qui permet de suivre les positions et d'identifier des personnes ou des appareils (cibles) dans un environnement intérieur complexe. Les cibles à localiser n'ont pas besoin d'être équipées d'appareils de positionnement. Les techniques de localisation basées sur la vidéo capturent le mouvement des cibles avec des données d'un point de vue unique ou multiples. L'exemple d'un tel système est le système *Easy Living* proposé par le groupe de recherche de microsoft [84]. Ces systèmes de *Easy Living* utilisent

la technique de localisation basée sur la vidéo en perspective multiple avec deux caméras couvrant toute la zone de mesure. L'estimation de la position se fait par la combinaison de la couleur et de la profondeur de deux caméras pour détecter et identifier les cibles.

Ces systèmes présentent quelques inconvénients. Dans tous les cas, la vie privée est inviolable légalement, le système n'est pas fiable dans un environnement dynamique et changeant. Étant donné que les estimations de position sont basées sur les informations vidéo enregistrées dans une base de données, une mise à jour de cette base de données est nécessaire en raison de l'évolution de l'environnement tel que le changement du lieu de la position dans un bureau par exemple. Le positionnement basé sur la vidéo est influencé par de nombreuses sources d'interférence telles que la météo, la lumière, (...); par exemple, éteindre la lumière dans une pièce réduit la précision de poursuite du mouvement des personnes. Par ailleurs, le suivi de plusieurs personnes qui se déplacent dans la même zone reste un défi pour ce type de système, qui a besoin d'un système de positionnement de grande puissance de calcul.

Les systèmes basés sur signaux non-RF que nous venons de présenter sont limités dans certains environnements parce qu'ils ne peuvent pas traverser certains matériaux. Bien que les techniques RF souffrent généralement de fortes atténuations en fonction de la distance émetteur-récepteur et induit des trajets multiples, elles restent les plus répandues. Nous allons donc les présenter.

## 1.4.2 Les systèmes de positionnement radio

La technologie radio-fréquentielle est la technologie la plus répandue aussi bien dans le domaine de la communication que dans le domaine de la localisation. L'une des raisons principales de cette expansion est la facilité qui caractérise les ondes radio pour traverser certains matériaux comme les murs, les corps humains, ainsi que leur très large zone de couverture contrairement aux autres technologies vues précédemment. Les méthodes de positionnement des systèmes basées sur la radio sont en grande partie la triangulation et le *fingerprinting*. On rencontre divers systèmes de positionnement *indoor* RF dont les plus répandus sont les systèmes basés sur la Radio Frequency IDentification (RFID), sur la technologie WLAN, le Bluetooth, le réseau de capteurs. L'une des technologies en grande expansion dans ce domaine depuis ces deux dernières décennies est l'Ultra Large Bande (ULB). Nous allons dans ce qui suit présenter quelques caractéristiques de ces systèmes.

### 1.4.2.1 Les systèmes de positionnement RFID

La RFID permet de trier et d'extraire des données par une transmission électromagnétique compatible avec un circuit intégré radio fréquentiel. Les systèmes de positionnement RFID sont couramment utilisés dans les environnements *indoor* complexes tels

que les bureaux, les hôpitaux, (...). La RFID comme technologie sans fil, permet l'identification flexible et peu onéreuse de personne physique ou de périphérique. Il existe deux types de systèmes RFID, les systèmes RFID passifs et actifs [16, 58].

- Dans les systèmes passifs, les étiquettes sont de petite taille, peu coûteuses et permettent de couvrir une petite zone. Dans les systèmes passifs, l'étiquette suivie est un récepteur.
- Dans les systèmes actifs, les étiquettes actives sont des émetteurs-récepteurs qui transmettent constamment leur identification et d'autres informations. Ainsi, le coût de ces étiquettes est plus élevé et la zone de couverture des balises actives est plus grande comparativement aux étiquettes passives.

Un exemple de systèmes RFID est le système *WhereNet* conçu par *Zebra Technology Company* pour offrir un support de localisation extérieur et intérieur en temps réel. La période d'émission des balises varie entre 5 secondes et une heure.

Toutefois, le *WhereNet* offre une précision de localisation d'environ 2 m à 3 m, qui n'est pas assez satisfaisante pour les applications *indoor*. Le système est également complexe avec une infrastructure composée de plusieurs éléments fixés à différents endroits.

#### 1.4.2.2 Les systèmes de positionnement basés WLAN

Tous les systèmes de positionnement WLAN qui ont été développés en tant que prototypes disponibles sur le marché, reposent sur des mesures de la RSS, du SNR ou de la détection de proximité. Les mesures temporelles ne sont pas beaucoup utilisées du fait de la difficulté de synchronisation des différents WLAN. Les systèmes de positionnement WLAN utilisent les infrastructures WLAN déjà existantes dans les lieux publics comme les hôpitaux, les stations de train, les universités, etc. Les systèmes de positionnement WLAN les plus répandus sont les RADAR [5] développés *Microsoft Research* en 1999. Le système RADAR peut fournir des informations de position en 2-D avec une précision d'environ 4 m pour une probabilité de 90%. Le système *EkaHau* dont les développeurs ont publié une approche probabiliste dans [72] est un autre système de positionnement WLAN. L'architecture de ce système est décrit dans [39] comme le montre la figure 1.11.

En raison de la complexité des environnements *indoor*, la performance de précision de ces systèmes de positionnement WLAN n'est pas bonne (avec une précision de quelques mètres). L'utilisation de la technique du *fingerprinting* qui nécessite une base de données plus importante dans les estimations de localisation devient complexe et coûteuse quand le nombre d'utilisateurs du système de positionnement augmente significativement.

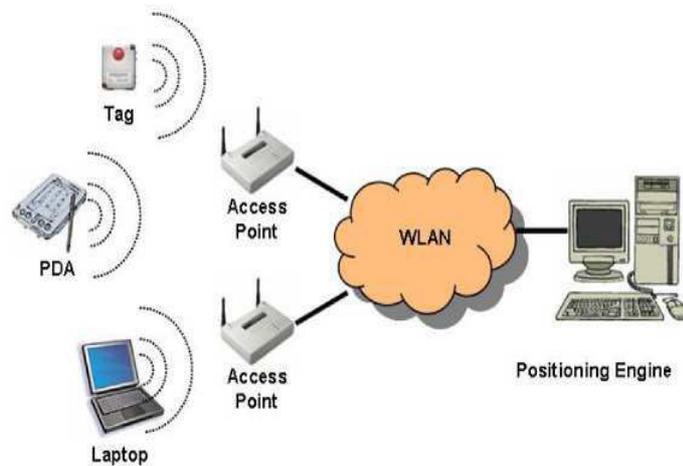


FIGURE 1.11 – Architecture du système de positionnement *Ekahau* [39].

#### 1.4.2.3 Les systèmes de positionnement Bluetooth

Une autre technologie utilisée dans les systèmes de positionnement *indoor* est la technologie Bluetooth (le standard IEEE 802.15.1) qui est une spécification des WPAN. Dans les systèmes de positionnement basés sur le Bluetooth, les appareils sont disposés en divers groupes et ainsi, la position d'un appareil mobile Bluetooth est déterminée par rapport aux contributions des autres terminaux mobiles du même groupe [9, 65]. Un exemple de système de positionnement *indoor* par Bluetooth est le *Topaz* qui est représenté par la figure 1.12. Ce système combine le signal infra-rouge avec le signal radio pour localiser la cible.

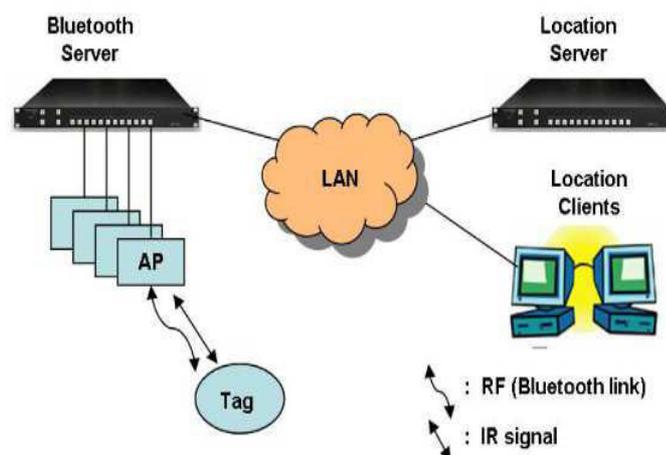


FIGURE 1.12 – Architecture du système de positionnement *Topaz* [39].

Un des avantages de ces systèmes, c'est que tous les appareils dotés déjà de Bluetooth peuvent être utilisés pour faire le positionnement. De plus, le Bluetooth est une technologie à faible coût et de faible puissance. Cependant, un inconvénient du système de positionnement basé sur Bluetooth est que le système ne peut fournir qu'une précision de 2 m à 3 m avec un temps de latence d'environ 20 s. Les systèmes de positionnement Bluetooth souffrent des inconvénients de la technique de positionnement Radio Fréquence dans la complexité et l'évolution de l'environnement *indoor* [65].

La bande passante du signal RF est l'un des facteurs clés qui influe sur la précision de l'estimation du TOA dans les environnements riches en trajets multiples [61]. Plus la bande passante est élevée, plus la précision est forte. Tous les systèmes qui ont été présentés font partie des systèmes à bande étroite. Les précisions qu'ils offrent dans les environnements indoor sont de l'ordre du mètre et vise pour la plus part une localisation 2-D. Nous allons finir cette étude des systèmes de positionnement *indoor* par une dernière technologie qui est une candidate idéale.

#### 1.4.2.4 Les systèmes de positionnement ULB

Les systèmes ULB exploitent des bandes passantes supérieures à 1 GHz et ont attiré une attention considérable comme moyen de mesurer avec précision le temps d'arrivée des signaux pour les applications de positionnement *indoor* [31]. Avec des résultats de mesure de propagation dans un bâtiment de type bureau moderne, il a été démontré que le signal ULB ne souffre pas d'évanouissement par trajets multiple [71]. C'est un aspect favorable dans l'estimation précise du temps d'arrivée des signaux dans les environnements *indoor* et permet d'améliorer l'erreur de localisation de ces systèmes. Ces avantages font de la technologie ULB une candidate idéale pour les systèmes de positionnement *indoor*. Le tableau 1.5 dresse un récapitulatif des systèmes *outdoor* et *indoor*.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons situé de manière générale l'évolution et la diversité des systèmes de positionnement. Cette diversité et cette évolution sont étroitement liées au besoin grandissant de l'homme et ses intérêts. Pour la couverture des zones extérieures, le GPS a connu une importante évolution pour offrir des précisions de localisation de l'ordre du mètre. De nos jours il est possible de se positionner à l'extérieur avec des précisions d'une dizaine de mètres grâce au GPS et à ses dérivées. Le contrôle total de ce système de positionnement par les américains a conduit à l'avènement d'autres systèmes ou en cours de réalisation pour une couverture planétaire avec des services diversifiés.

Cependant, face aux limites de ces systèmes dans les environnements *indoor*, d'autres systèmes ont été développés pour assurer une continuité de service et ainsi améliorer la

<b>Systèmes</b>	<b>Précision</b>	<b>Remarque</b>
GPS et ses dérivées	2 à 100 <i>m</i>	Indisponible à l'intérieur couverture mondiale
GALILEO	10 à 20 <i>m</i>	pas encore opérationnel
Infra-rouge	millimètres	Impossibilité de traverser les vêtements
Ultra-son	10 <i>cm</i>	Localisation exogène, bruyant, Localisation 3-D
Vidéo	Bonne précision	système exogène, coûteux fortement dépendant de la lumière
RFID	2 à 3 <i>m</i>	Besoin de nombreuses balises, système peu onéreux
WLAN	4 <i>m</i>	Utilise infrastructures existantes, localisation en 2-D
Bluetooth	2 à 3 <i>m</i>	temps de latence de 20 <i>s</i> , localisation 2-D
ULB	centimètres	Efficace contre trajets multiples, portée d'une centaine de mètres, faible densité de puissance

TABLE 1.5 – Tableau récapitulatif des systèmes de localisation *outdoor* et *indoor*.

---

précision de localisation à partir de diverses technologies. Au cours de ces deux dernières décennies, beaucoup de travaux de recherche et de systèmes de positionnement étudiés pour les applications *indoor* ont porté sur l'ULB. Aussi, le chapitre 2 de ce rapport va mettre en exergue les caractéristiques de cette technologie et présenter les systèmes ULB de localisation existants. Pour exploiter au mieux et tirer profit de la bonne résolution temporelle de l'ULB, la technique temporelle TDOA sera utilisée comme métrique pour extraire les paramètres temporels de localisation.



# Chapitre 2

## Intérêt et techniques de transmission ULB pour la localisation

### 2.1 Introduction

L'un des challenges scientifiques actuels, sur lequel sont engagés d'importants efforts de recherche, repose sur l'emploi de techniques de transmissions radio offrant de très haut débit sur des portées relativement courtes et aussi de très hautes précisions en terme de localisation. Une des technologies sur laquelle est basée ces recherches est la technologie Ultra-large Bande (ULB). Ce chapitre présente cette technologie et surtout l'intérêt qu'elle revêt pour les systèmes de localisation. Après une définition de l'ULB et de son évolution historique, ses caractéristiques principales sont exposées (applications envisagées, la régulation du spectre et ses avantages). Nous abordons ensuite les techniques de transmission utilisées par l'ULB. Le chapitre se termine par la présentation de quelques systèmes de localisation existants basés sur l'ULB.

### 2.2 Définition et quelques spécificités de l'ULB

Face à l'émergence des systèmes de communication et de localisation, il est essentiel et même primordial, que ces systèmes puissent coexister les uns avec les autres (utilisation optimale des ressources fréquentielles existantes). La technologie ULB est une solution prometteuse à ce problème. Depuis février 2002, l'organe de régulation des systèmes de communication Américaine, la Federal Communications Commission (FCC), a autorisé l'utilisation des systèmes pouvant émettre sans licence dans la bande de fréquence 3,1 – 10,6 GHz mais avec une faible puissance d'émission limitée à  $-41,3$  dBm/MHz. Tout système ULB qui émet à cette puissance peut donc coexister avec les autres systèmes

sans fil existants dans cette bande de fréquence. L'intérêt majeur de l'ULB pour la localisation, se situe au niveau des hautes précisions qu'elle peut offrir. Une étude des précisions attendues sera faite dans la section 2.5. Mais bien avant, nous présenterons dans cette section 2.2 la définition de l'ULB et quelques unes de ses particularités ainsi que les réglementations en vigueur.

### 2.2.1 Définition de l'ULB

L'ULB est un terme générique utilisé pour désigner une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. Dans la première littérature sur le domaine, on peut citer les termes *impulse radio* (radio impulsionnelle), *carrier-free radio* (radio sans porteuse), *baseband radio* (radio en bande de base), *time domain radio* (radio du domaine temporel), *nonsinusoidal radio* (radio non sinusoïdale), *orthogonal function radio* (radio à fonction orthogonale), et *large relative bandwidth radio* (radio à grande largeur de bande relative) [6]. Un signal ULB est caractérisé par sa très large bande comparativement à celles des systèmes conventionnels à bande étroite.

De manière plus précise, selon la définition de la FCC datant de février 2002, un signal est dit ULB s'il a une largeur de bande absolue ( $B$ ) supérieure ou égale à 500 MHz, ou une largeur de bande fractionnelle (ou relative)  $B_{frac}$  supérieure à 20 % [29]. Il découle de cette définition que la largeur des signaux ULB est de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz et cela permet d'englober sous le vocable ULB des solutions qui ne sont pas nécessairement impulsionnelles, mais toutes les modulations présentant une bande instantanée supérieure ou égale à 500 MHz.

La largeur de la bande absolue est la différence entre la fréquence haute ( $f_H$ ) et la fréquence basse ( $f_L$ ) du point d'émission, lesquelles fréquences sont prises soit à -10 dB selon la FCC ou selon d'autres définitions plus restrictives à -3 dB [6]. Cette bande absolue est explicitée par (2.1) comme suit :

$$B = f_H - f_L. \quad (2.1)$$

La bande fractionnelle est définie alors par (2.2)

$$B_{frac} = \frac{B}{f_c}, \quad (2.2)$$

où  $f_c$  est la fréquence centrale de la bande donnée par (2.3) :

$$f_c = \frac{f_H + f_L}{2}. \quad (2.3)$$

Des équations (2.1) et (2.3), l'expression de la bande fractionnelle  $B_{frac}$  dans (2.2) peut se mettre sous la forme (2.4).

$$B_{frac} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}. \quad (2.4)$$

### 2.2.2 Spécificités de l'ULB pour la localisation

Comme nous l'avons indiqué dans la section 2.2.1, la première caractéristique des signaux ULB est la grande largeur de la bande fréquentielle qu'ils occupent, typiquement de l'ordre de 500 MHz à quelques GHz. Cet avantage s'avère utile en communication où les besoins en débits deviennent de plus en plus importants. En effet, cette utilité est mise en exergue par la théorie de l'information qui nous apprend qu'il est possible, en utilisant un code approprié, de transmettre des données à un taux d'erreur binaire (TEB) inférieur à un seuil fixé arbitrairement bas, à condition que le débit de données soit inférieur à la capacité théorique du canal de transmission. Cette capacité  $C$  du canal correspond alors au débit maximal théorique que l'on peut obtenir et ce grâce au théorème de Shannon [85] traduit par (2.5) :

$$C = B \log_2(1 + SNR). \quad (2.5)$$

$SNR = \frac{S}{N}$  est le rapport signal à bruit (SNR),  $C$  la capacité du canal exprimée en *bit/s*,  $B$  la largeur de la bande du canal en Hz,  $S$  et  $N$  sont les puissances respectives du signal et du bruit exprimées en Watts ( $W$ ). De l'équation (2.5), on observe que lorsque la largeur de bande  $B$  est fixe, la capacité du canal croît de façon logarithmique avec la  $SNR$  et dans le cas d'un  $SNR$  constant, elle croît linéairement avec la largeur de bande du canal. On montre aussi que pour une puissance  $S$  du signal fixe, la capacité du canal croît de façon non linéaire avec la largeur de bande pour atteindre la valeur asymptotique  $C_{lim} = \frac{S}{N_0} \log_2(e)$ , avec  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit et  $e$  telle que  $\ln(e) = 1$  et on a alors  $C_{lim} = \frac{S}{N_0 \ln 2} \text{ bit/s}^1$ .

Dans le domaine de la localisation, l'une des spécificités de l'ULB réside tout d'abord dans son fort pouvoir de résolution temporelle qui est de l'ordre de la nanoseconde (ns) et ce grâce toujours à la très grande largeur de bande de ses signaux. En effet, connaissant le retard d'un signal avec une précision de l'ordre de 0,1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position de la source émettrice avec une précision de 3 à 30 cm si on suppose que le signal se propage à la vitesse de la lumière comme il sera étudié dans la section 2.5.

Les autres spécificités de l'ULB pour la localisation sont sa forte robustesse face aux évanouissements liés à la propagation par trajets multiples et ses bonnes propriétés de pénétration de certains matériaux. Dans les canaux de propagation habituels, les systèmes à bande étroite souffrent de l'évanouissement lié aux trajets multiples qui se combinent de manière destructive ce qui n'est pas le cas des signaux impulsionnels où le signal émis peut disposer d'une grande largeur de bande. Ainsi, les trajets multiples avec des retards de l'ordre de la nanoseconde, peuvent être résolus et additionnés de manière constructive par la mise en place de récepteurs *rake* avec une grande diversité de "doigts".

---

1. Rappel :  $\log_2(x) = \frac{\ln(x)}{\ln 2}$ .

## 2.3 Réglementations et standards de l'ULB

### 2.3.1 Réglementations de l'ULB

Une caractéristique résultant des réglementations de l'ULB et qui constitue un avantage et un inconvénient, est sa faible densité spectrale de puissance en émission. Cette limite est imposée par les autorités de régulation du spectre radio. En effet, étant donné l'étendue spectrale des signaux ULB, la bande de fréquences qu'ils occupent recouvrent nécessairement des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Pour permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a limité la densité spectrale de puissance à  $-41,3$  dBm/MHz pour les émissions sans licence. Une autre conséquence de cette caractéristique concerne la distance de propagation, qui se trouve de ce fait limitée à une dizaine de mètres.

#### 2.3.1.1 Réglementations aux États-Unis

Les États-Unis ont été les premiers à imposer sur leur territoire une réglementation sur l'utilisation des systèmes de communication ULB. Les principales caractéristiques de la réglementation établie par la FCC en février 2002 sont décrites dans [29]. La plus importante des limites établies concernent la bande de fréquences utilisable sans licence. Il s'agit de la bande  $3,1 - 10,6$  GHz dont la Densité Spectrale de Puissance (DSP) maximale<sup>2</sup> autorisée en émission est limitée à  $-41,3$  dBm/MHz comme résumé dans le tableau 2.1.

Bande de Fréquence (GHz)	Densité EIRP maximale (dBm/MHz) <i>outdoor</i>	Densité EIRP maximale (dBm/MHz) <i>indoor</i>
0,96 - 1,61	- 75,3	- 75,3
1,61 - 1,99	- 63,3	- 53,3
1,99 - 3,1	- 61,3	- 51,3
3,1 - 10,6	- 41,3	- 41,3
au-delà de 10,6	- 61,3	- 51,3

TABLE 2.1 – Les densités EIRP maximales autorisées depuis en février 2002 par la FCC pour les systèmes de communication ULB *outdoor* et *indoor*.

Les catégories de systèmes visées sont de trois types.

---

2. maximum mean Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) *density*.

- Les systèmes d'imagerie : ils incluent les radars de pénétration terrestre (GPR) et de pénétration dans ou au travers des murs, la surveillance et les systèmes d'imagerie médicale. Ces systèmes sont autorisés à émettre au-dessous de 960 MHz ou entre 3,1 et 10,6 GHz.
- Les systèmes radars pour véhicules : ils sont autorisés à émettre entre 22 et 29 GHz avec quelques restrictions en dessous de 24 GHz.
- Les systèmes de communication et de mesure : ils sont autorisés dans la bande de fréquences comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Leur usage est autorisé en intérieur et à l'extérieur par l'utilisation de terminaux portables.

Il existe deux masques d'émission qui résument toutes les limites des densités spectrales de puissances et les bandes de fréquence associées. Il s'agit du masque pour les systèmes de communications ULB *outdoor* (voir la figure 2.1) et celui des systèmes *indoor* (figure 2.2).

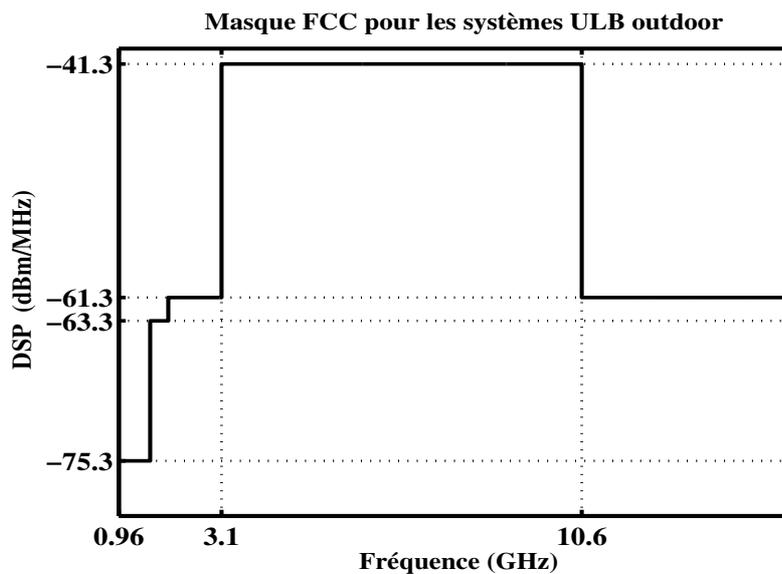
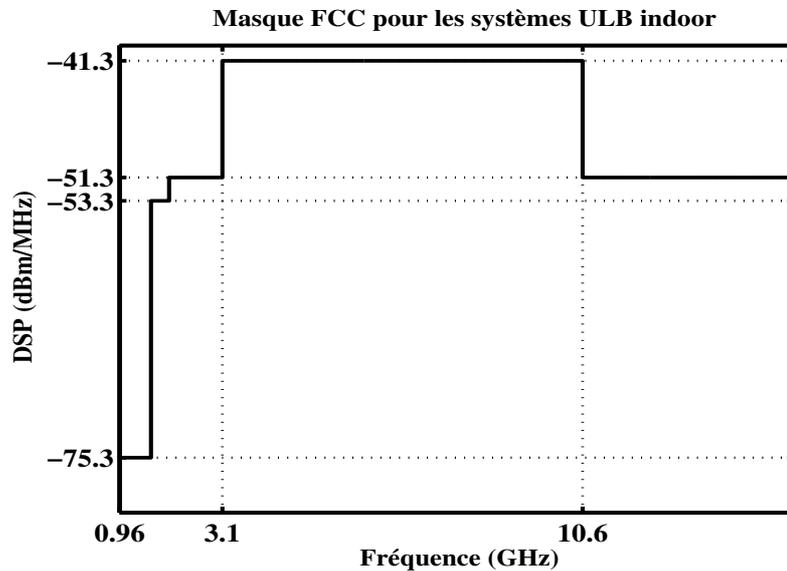


FIGURE 2.1 – Masque de la FCC des systèmes ULB *outdoor*.

### 2.3.1.2 Réglementations en Europe

La Commission Européenne a lancé ses propres projets dans le cadre des Programmes Cadres de Recherche et de Développement (PCRD) et parallèlement a donné des mandats pour ses propres études de normalisation (European Telecommunications Standards Institute (ETSI) TG31A), et de réglementation (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) SE24). Ces études ont débouché en 2006 par la publication

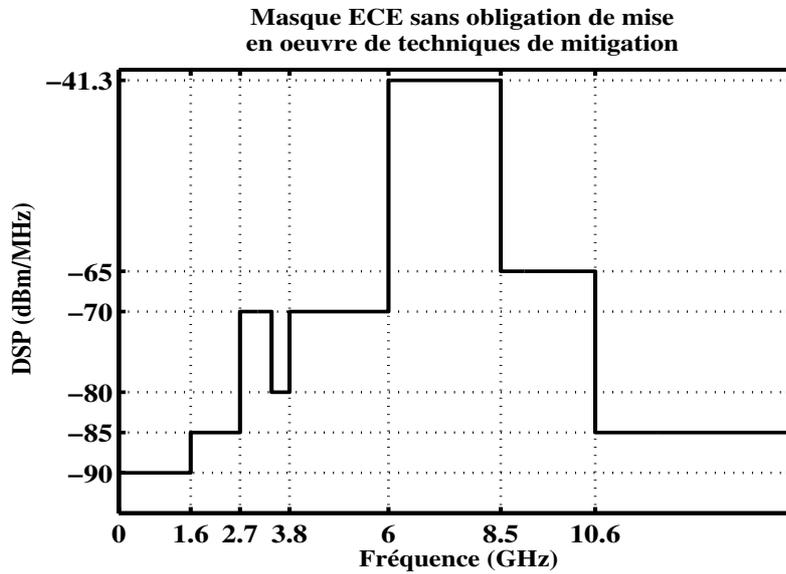
FIGURE 2.2 – Masque de la FCC des systèmes ULB *indoor*.

d'une décision sur les communications ULB en dessous de 10,6 GHz. C'est en Février 2007 que la Commission des Communautés Européennes (Commission of the European Communities (CEC)) a entériné l'autorisation du spectre radio pour l'ULB [13] et qui a été amendé par la suite en 21 Avril 2009 [12]. La commission a autorisé l'utilisation des techniques de mitigation pour assurer la compatibilité des systèmes ULB avec les autres services. Parmi ces mécanismes de mitigation, on trouve la détection des systèmes voisins pour éviter leur bande de fréquences (en anglais Detect And Avoid (DAA)) et l'utilisation d'un faible rapport cyclique (en anglais Low Duty Cycle (LDC)). Les systèmes qui utilisent les techniques de mitigations doivent avoir une densité spectrale de puissance (DSP) maximale exprimée en dBm/50 MHz et dans le cas contraire en dBm/MHz.

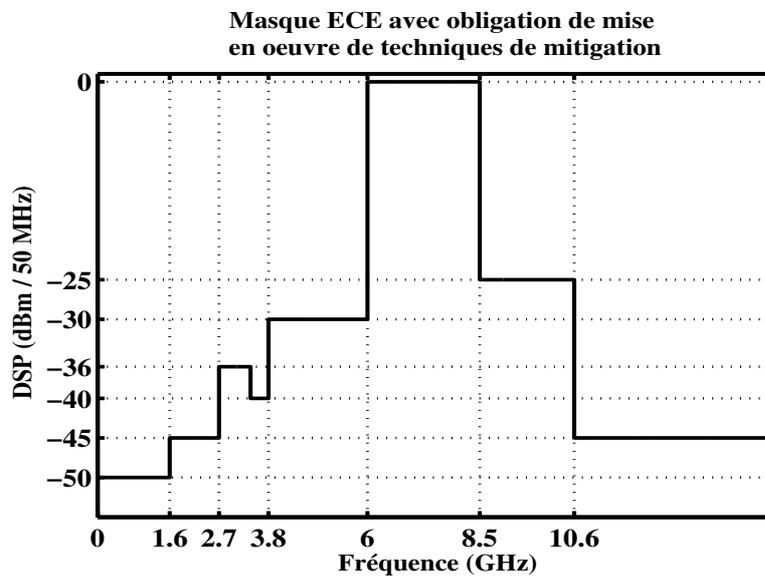
Les règles en vigueur depuis fin 2010 sont résumées dans le tableau 2.2 et représentées par les figures 2.3a et 2.3b. La figure 2.3a montre les limites imposées que doivent respecter les systèmes ULB qui n'utilisent pas des techniques de mitigation. La figure 2.3b décrit un masque moins contraignant mais nécessite obligatoirement la mise en œuvre de techniques de mitigation [12].

### 2.3.1.3 Réglementations en Asie

Certains pays d'Asie comme le Japon, la Corée et Singapour ont mis sur pied leur propre masque [17]. Au Japon, dès septembre 2002, le groupe de travail *Information and Communication Technology Sub-Council* a présenté ses premières investigations sur la technologie ULB au ministère des télécommunications dans le but de préparer la régu-



(a) Masque Européen sans obligation de mise en oeuvre de techniques de mitigation.



(b) Masque Européen avec obligation de mise en oeuvre de techniques de mitigation.

FIGURE 2.3 – Masques Européens des systèmes de communications ULB sans ou avec obligation de mise en oeuvre de techniques de mitigation.

Bande de Fréquence (GHz)	Densité EIRP maximale (dBm/MHz)	Densité EIRP maximale (dBm / 50 MHz)
En-dessous de 1,6	- 90,0	- 50,0
1,6 - 2,7	- 85,0	- 45,0
2,7 - 3,4	- 70,0	- 36,0
3,4 - 3,8	- 80,0	- 40,0
3,8 - 4,2	- 70,0	- 30,0
4,2 - 4,8	- 70,0	- 30,0
4,8 - 6,0	- 70,0	- 30,0
6,0 - 8,5	- 41,3	0,0
8,5 - 10,6	- 65,0	- 25,0
Au-delà de 10,6	- 85,0	- 45,0

TABLE 2.2 – Les densités EIRP maximales autorisées par la Commission des Communautés Européennes pour les systèmes ULB (Avril 2009).

lation de l'ULB. En Mars 2006, l'autorité compétente (Ministry of Internal affairs and Communications (MIC)) a proposé un masque plus restreint que celui de la FCC uniquement pour les systèmes ULB *indoor*. Ce masque limite les émissions ULB sans licence à deux bandes : la bande de 3,4 – 4,8 GHz dite bande basse et la bande 7,5 – 10,25 GHz appelée bande supérieure, avec une DSP de -41,3 dBm/MHz. La bande de fréquence autorisée par la Corée est comprise entre 3,1 et 4,8 GHz pour les fréquences basses et entre 7,2 et 10,2 GHz pour les fréquences supérieures. Les systèmes de communication ULB sont utilisables en *outdoor* comme en *indoor*. Quant à Singapour, l'autorité de régulation Infocomm Development Authority (IDA) a autorisé début 2003 la création d'une zone de recherche sur l'ULB appelée '*UWB Friendly Zone*' dans le but d'expérimenter la technologie ULB sur la bande 2,1 – 10,6 GHz avec une DSP maximale de -35 dBm/MHz.

### 2.3.2 Les différents standards

Parallèlement au processus international de réglementation, dès 2002 un processus de standardisation s'est mis en place aux États-Unis. Trois groupes de travail ont été constitués pour proposer des standards pour les communications ULB haut débit [7] et bas débit des réseaux WPAN [42]. IL y a enfin le groupe de travail IEEE 802.15.6 pour les réseaux corporels (Body Area Network (BAN)) [19]. Nous allons décrire ci-dessous

ces standards.

### 2.3.2.1 Le standard IEEE 802.15.3a

Le standard 802.15.3a vise les applications hauts débits et courtes portée autour de la fréquence de 2,4 GHz. Le groupe de travail *TG3a* du standard IEEE 802.15.3a a été mis en place pour produire les spécifications d'une couche physique (PHY) et d'une couche Medium Access Control (MAC) pour respecter les contraintes de débit et de coexistence avec les autres normes 802 [7]. Il a été dissout en 2006, suite à la situation de blocage due à l'opposition de deux consortiums (*WiMedia Alliance* et *UWB Forum*) défendant des approches incompatibles [60]. Ces approches étaient l'une fondée sur l'étalement du spectre à séquence directe (*DS-UWB*) proposée par le consortium *UWB Forum* et l'autre sur la modulation multi bandes OFDM (MBOA (*Multiband OFDM Alliance*)) proposée par le consortium *WiMedia Alliance*.

Suite à l'arrêt des activités du groupe de travail *TG3a*, le consortium *WiMedia Alliance* a approuvé deux normes via une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information de la communication et de l'électronique (*Ecma International*). Il a défini une norme industrielle pour les systèmes ULB basés sur la modulation MBOA : il s'agit de la norme *ECMA-368* pour les couches PHY ULB haut débit et MAC et de la norme *ECMA-369* pour l'interface MAC-PHY de *ECMA-368* [23, 24]. La norme *ECMA-368* spécifie l'utilisation partielle ou intégrale de la bande 3,1 – 10,6 GHz en un découpage de 14 sous-bandes de 528 MHz avec un débit maximal de 480 Mbps. Chaque sous-bande est décomposée en 128 sous-porteuses de 4 MHz.

### 2.3.2.2 Le standard IEEE 802.15.4a

Le standard IEEE 802.15.4a est le standard pour les communications bas débit (250 Kbps) dédiés aux réseaux personnels sans fil. C'est la création d'un groupe de travail ad'hoc (IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a (TG4a)) mis en place en mars 2004, qui a proposé une couche physique adaptée aux communications ULB bas débit et permet aussi la localisation de haute précision (résolution inférieure au mètre) avec une très basse consommation d'énergie [59]. En pratique, l'adoption du standard *IEEE 802.15.4a* en 2007 [42] fait intervenir deux couches physiques.

- La couche PHY radio impulsionnelle (IR-UWB) pour les systèmes de communications et/ou de localisation. Cette couche physique à diviser la bande ULB en trois sous-bandes réparties comme suit :
  - la bande 0,250 – 0,750 GHz (Sub-GHz),
  - la bande 3,244 – 4,742 GHz (Bande basse, en anglais Low band)
  - la bande 5,944 – 10,234 GHz (Bande haute, en anglais High band).

Les systèmes ULB impulsionnels peuvent donc opérer dans l'une de ces sous-bandes. Pour cette couche physique, les signaux sont transmis par groupe d'impulsions ou *bursts* et en différents intervalles *bursts*. La modulation utilisée est la Burst Position Modulation-Binary Phase Shift Keying (BPM-BPSK). Elle permet de transmettre deux bits d'information par symbole.

- La couche PHY Chirp Spread Spectrum (CSS) utilise la bande 2,4 – 2,4835 GHz pour les communications uniquement.

Pour ce standard, les bandes de fréquence de la couche PHY *IR-UWB* ont été découpées en 16 sous-bandes de largeur 499,2 MHz comme l'indique le tableau 2.3.

Numéro du canal	Fréquence centrale (MHz)	Largeur de la bande (MHz)	Bande ULB	Obligatoire
0	499,2	499,2	Sub-GHz	Oui
1	3494,4	499,2	Low band	Non
2	3993,6	499,2	Low band	Non
3	4492,8	499,2	Low band	Oui
4	3993,6	1331,2	Low band	Non
5	6489,6	499,2	High band	Non
6	6988,8	499,2	High band	Non
7	6489,6	1081,6	High band	Non
8	7488,0	499,2	High band	Non
9	7987,2	499,2	High band	Oui
10	8486,4	499,2	High band	Non
11	7987,2	1331,2	High band	Non
12	8985,6	499,2	High band	Non
13	9784,8	499,2	High band	Non
14	9984,0	499,2	High band	Non
15	9484,8	1354,97	High band	Non

TABLE 2.3 – Les canaux ULB pour le standard IEEE 802.15.4a (2007).

Compte tenu de la disparité des réglementations, le standard ne prévoit pas l'utilisation du spectre alloué comme une bande unique. Le tableau 2.3 décrit l'utilisation du spectre aux États-Unis. La plus large bande est de 1354,97 MHz. Les systèmes ULB bande basse et bande haute doivent utiliser obligatoirement et respectivement, les canaux n=3 et n=9. La bande de fréquence 5,2 – 5,8 GHz n'est pas utilisée car elle est

occupée par d'autres réseaux sans fil à bande étroite. C'est dans ce cadre que s'est inscrit les travaux de recherche de EKOME [25].

### 2.3.2.3 Le standard pour les BAN (*Body Area Network*)

Le groupe de travail *IEEE 802.15.6* a été créé pour mettre en place un cadre de normalisation pour les réseaux BAN. Les travaux de ce groupe ont abouti à la spécification des techniques requises pour chacune des applications BAN visées, à l'étude et la modélisation du canal de propagation BAN mais aussi à l'étude des couches physiques et MAC potentielles. Jusqu'à ce jour, aucun standard définitif n'existe. Par contre, les contraintes techniques retenues par le groupe IEEE 802.15.6 pour les applications BAN servent de fil conducteur dans les différentes propositions de couche PHY et MAC.

## 2.4 Formes d'ondes usuelles et techniques de transmission ULB

### 2.4.1 Les différentes approches des signaux ULB

La manière la plus commune et la plus traditionnelle de transmettre un signal ULB est d'émettre une impulsion de très courte durée. Cette méthode est connue sous le nom de radio impulsienne ULB ou Impulse Radio-UWB (IR-ULB). L'autre mode de transmission des signaux ULB est le mode multi-bande basé sur le concept Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Comme son nom l'indique, il divise la bande en plusieurs sous-bandes pour transmettre l'information. Les deux techniques impulsienne et multi-bande sont jugées suivant trois critères qui sont leur performance en terme de débit de données, leur complexité (donc leur coût) et enfin leur capacité à cohabiter avec les autres systèmes. Abordons brièvement les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

#### 2.4.1.1 L'approche multi bande ULB (OFDM-ULB)

La définition de l'ULB libellée par la FCC ne limite pas la génération des signaux ULB aux impulsions radio. Elle ouvre la voie à d'autres alternatives, c'est-à-dire aux modèles non-impulsifs. En effet, L'approche multi-bande se caractérise par l'utilisation instantanée de sous bandes de largeur supérieure ou égale à 500 MHz. Sur chaque sous bande, on peut alors travailler avec une seule ou plusieurs porteuses. Cette dernière option est soutenue par Wimedia, qui sont les promoteurs de la couche PHY nommée MBOA [99]. La modulation OFDM, a comme premier avantage, sa robustesse face aux multi-trajets dans les précédentes implémentations IEEE 802.11. Un autre avantage qui

pourrait s'avérer déterminant est sa capacité à "éteindre" dynamiquement une ou plusieurs sous bandes et donc à s'adapter à d'éventuelles contraintes régionales voire locales spécifiques (par exemple pour l'utilisation des techniques de mitigation). Ceci favoriserait incontestablement l'adoption d'un standard mondial. Un autre avantage réside dans sa capacité à occuper plus efficacement le spectre disponible. Grâce à ses stratégies d'égalisation du canal, elle capture de façon inhérente l'énergie des trajets multiples avec une seule chaîne hyperfréquence.

Par rapport à son concurrent impulsif, les défauts de l'approche multi-bande sont la complexité de l'implémentation (au moins de l'émetteur) et la consommation énergétique nécessaire aux différents éléments de calcul.

#### 2.4.1.2 L'approche impulsif ULB (IR-ULB)

L'approche impulsif se caractérise par l'émission d'impulsions de très courte durée et par conséquent l'utilisation instantanée d'un très large spectre sans porteuse. L'ULB impulsif présente de nombreux avantages notamment :

- la finesse de l'impulsion permet d'obtenir une très grande précision dans la mesure des distances, d'où l'aspect pratique de cette technique pour la localisation,
- le très large spectre et la très faible densité spectrale de puissance confère à l'ULB impulsif une faible probabilité de détection et d'interception,
- le spectre étendu du signal favorise une grande capacité de pénétration de différents objets grâce à la partie basse de son spectre.

On peut noter comme inconvénients de cette technique : lorsqu'on augmente la fréquence centrale du signal, sa capacité de pénétration s'affaiblit ce qui constitue un désavantage dans les hautes fréquences ; la synchronisation des signaux de très courte durée est aussi l'une des difficultés rencontrées car la détection peut être sensible aux distorsions que pourraient causer les composants de la tête radio fréquentielle (antennes, amplificateurs, ...).

**Remarque :** L'IR-ULB est l'approche généralement utilisée pour les transmissions en ULB. Le modèle impulsif ULB reste le modèle de choix pour la plupart des travaux académiques et aussi industriels. Ce choix s'explique du fait de sa robustesse face aux trajets multiples et de sa faible complexité d'implémentation [97, 98]. Ainsi au vu de ses avantages par rapport à son concurrent multi bande pour la localisation, la suite de notre étude s'articule autour des signaux ULB impulsifs.

## 2.4.2 Les différentes formes d'ondes usuelles ULB

L'impulsion radio ULB est basée sur la transmission et la réception d'impulsions de très courtes durées. De ce fait, la génération de ces impulsions constitue un enjeu fondamental des systèmes ULB. Dans la littérature sur les systèmes ULB, deux catégories d'impulsions sont souvent utilisées. Ce sont les impulsions conventionnelles de Gauss [97] et les formes d'ondes orthogonales telles que les polynômes modifiés de Hermite [36] ou les fonctions modifiées de Gegenbauer [49]. Dans ce qui suit, nous allons donner l'expression analytique de ces formes d'onde, de leur spectre et discuter du choix des paramètres optimaux qui permettent de respecter un masque donné. Nous avons choisi comme masque d'étude, celui de la FCC pour les communications ULB *Indoor*.

### 2.4.2.1 Les impulsions conventionnelles de Gauss

Les impulsions conventionnelles de Gauss sont la gaussienne et ses dérivées d'ordre supérieur. La Gaussienne est l'impulsion de gauss centrée de moyenne nulle telle que décrite par l'équation (2.6).

$$g_0(t) = A_0 \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.6)$$

où  $\sigma$  et  $A_0$  représentent les paramètres permettant de contrôler respectivement, la largeur ( $T_g \approx 5\sqrt{\pi} \sigma$ ) et l'énergie ( $E_0$ ) de l'impulsion. La figure 2.4 montre les représentations temporelles des impulsions des ordres allant de 1 à 5. Nous avons choisi une valeur arbitraire de  $\sigma = 50 \cdot 10^{-3} \text{ ns}$  et avons normalisé l'amplitude de chaque impulsion ( $A_n = 1$ ). L'équation (2.7) représente l'expression temporelle de la dérivée d'ordre  $n \in \mathbb{N}^*$  de cette gaussienne.

$$g^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} g^{(n-1)}(t). \quad (2.7)$$

Sur cette figure, nous désignons par “monocycle” et “doublet” respectivement, la première et la seconde dérivée de la gaussienne.

A partir de l'équation (2.7), on déduit l'expression généralisée du spectre de l'impulsion d'ordre  $n$  (2.8).

$$G_n(f) = A_n (j2\pi f)^n \exp\left(-\left(\frac{2\pi f \sigma}{2}\right)^2\right). \quad (2.8)$$

Le spectre de cette impulsion gaussienne a une composante continue dans le domaine fréquentiel, c'est pourquoi le choix est souvent orienté vers ses dérivées d'ordre supérieur. La figure 2.5) est la représentation spectrale des impulsions d'ordre 1 à 5 pour  $A_n = 1$

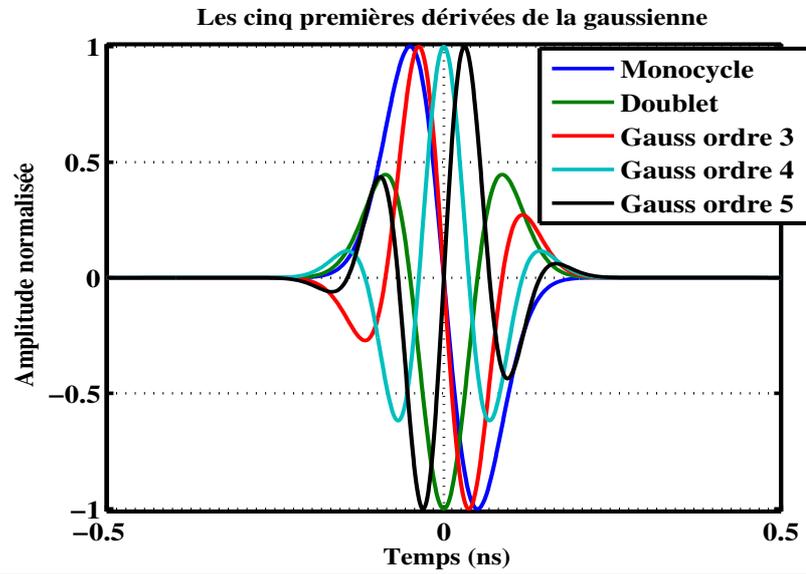


FIGURE 2.4 – Représentations temporelles des cinq premières impulsions de Gauss.

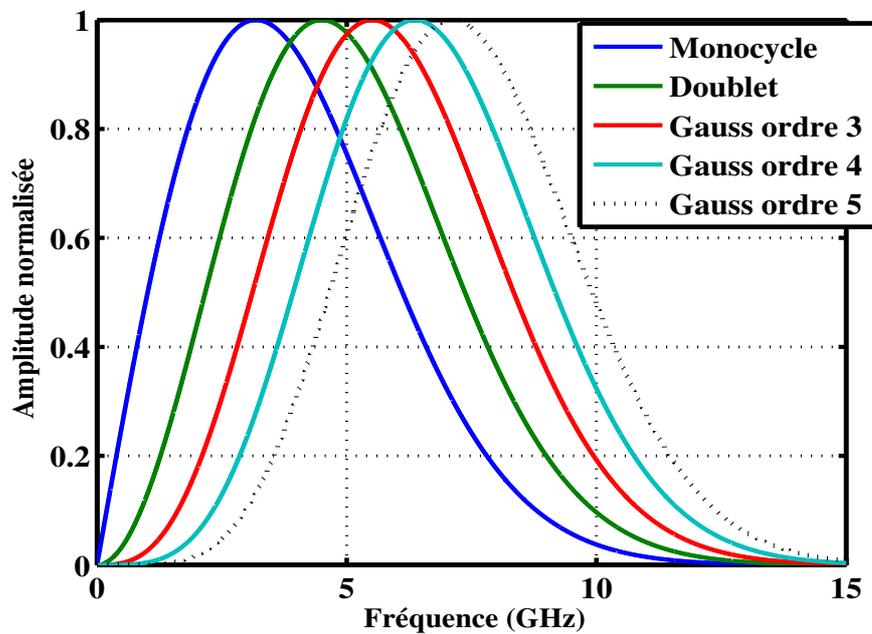


FIGURE 2.5 – Représentations spectrales des cinq premières impulsions de Gauss .

et  $\sigma = 50 \cdot 10^{-3} \text{ ns}$ . En augmentant l'ordre de la dérivée, on observe une augmentation de la bande spectrale.

De l'équation (2.8) on peut exprimer l'amplitude du spectre en fonction des paramètres  $\sigma$  et  $A_n$  telle que décrite par (2.9).

$$|G_n(f)| = A_n (2\pi f)^n \exp\left(-\frac{(2\pi f \sigma)^2}{2}\right). \quad (2.9)$$

De cette expression, on peut déterminer la fréquence ( $f_M$ ) pour laquelle le spectre est maximal en fonction de l'ordre de la dérivée et du paramètre  $\sigma$  tel que l'exprime (2.10).

$$2\pi f_M = \frac{\sqrt{n}}{\sigma}. \quad (2.10)$$

On en déduit finalement la valeur maximale du spectre correspondant :

$$|G_n(f_M)| = A_n \left(\frac{\sqrt{n}}{\sigma}\right)^n \exp\left(-\frac{n}{2}\right). \quad (2.11)$$

Des relations (2.9) et (2.11), on tire l'expression de la Densité Spectrale de Puissance (DSP) normalisée qui a une valeur maximale égale à 1 donc à 0 dB telle que décrite par (2.12).

$$|P_n(f)| \triangleq \frac{|G_n(f)|^2}{|G_n(f_M)|^2} = \left(\frac{(2\pi\sigma f)^2}{n}\right)^n \exp(n - (2\pi f \sigma)^2) \quad (2.12)$$

Il est alors possible de dimensionner l'impulsion pour un ordre  $n$  donné, c'est-à-dire choisir la valeur idéale de  $\sigma$  pour que le spectre de l'impulsion, respecte la valeur de la DSP autorisée en émission pour un masque donné. Pour ce faire, nous avons mis l'équation (2.12) sous la forme (2.13)<sup>3</sup> :

$$10 \log |P_n(f)| = 20n \log(2\pi\sigma f) - \frac{10(2\pi\sigma f)^2}{\ln 10} - 10n \log n + \frac{10(2\pi\sigma f)}{\ln 10}. \quad (2.13)$$

Par exemple, à la fréquence  $f = 10,6 \text{ GHz}$ , on a  $10 \log |P_n(f)| = -10 \text{ dB}$ <sup>4</sup>. Pour un ordre  $n$  donné pris à cette fréquence, on peut déterminer la valeur de  $\sigma$  convenable en résolvant l'équation (2.13). Le tableau 2.4 donne des valeurs obtenues qui permettent par exemple d'avoir des DSP en dessous du masque américain pour les systèmes ULB *Indoor*.

3.  $\log x = \frac{\ln x}{\ln 10}$

4.  $10 \log |P_n(f)| = 10 \log |G_n(f)|^2 - 10 \log |G_n(f_M)|^2$  avec  $10 \log |G_n(f)|^2 = -51,3 \text{ dBm/MHz}$  et  $10 \log |G_n(f_M)|^2 = -41,3 \text{ dBm/MHz}$  pour le masque de la FCC des communications ULB *indoor*.

<b>n</b>	1	2	3	4	5
$\sigma$ ( $10^{-3}$ ns)	33,21	38,95	43,49	47,36	50,80
$f_L$ (GHz)	1,53	2,78	3,58	4,15	4,58
$f_H$ (GHz)	9,21	9,45	9,59	9,69	9,76
$f_M$ (GHz)	4,79	5,78	6,34	6,72	7,01
$B$ (GHz)	7,68	6,67	6,01	5,54	5,18

TABLE 2.4 – Récapitulatif des paramètres des cinq premières dérivées de l’impulsion de Gauss pour les systèmes ULB *Indoor*.  $B = f_H - f_L$  est la largeur de bande absolue avec  $f_L$  et  $f_H$  les fréquences mesurées aux points les plus proches avec la moitié de l’amplitude maximale (-3dB).

La puissance d’émission  $|P_t(f)|$  de la dérivée d’ordre  $n$  s’obtient en multipliant l’expression (2.12) par  $A_n$  qui représente l’amplitude pour laquelle la puissance autorisée pour un masque donné est maximale, d’où (2.14) :

$$|P_t(f)| = A_n \left( \frac{(2\pi\sigma f)^2}{n} \right)^n \exp(n - (2\pi f\sigma)^2). \quad (2.14)$$

Pour les valeurs optimales de  $\sigma$  calculées numériquement à partir de (2.13) pour les cinq premières impulsions de Gauss, nous avons déterminé à partir de la relation (2.10) la fréquence pour laquelle  $A_n = -41,3$  dBm/MHz pour chacune d’elles. La figure 2.6 fournit les DSP des cinq premières impulsions de Gauss dans le masque de la FCC *indoor*.

Nous pouvons conclure que pour respecter le masque de la FCC pour les communications ULB indoor, il faut utiliser une impulsion d’ordre supérieur ou égal à cinq. Un fait marquant est qu’une telle impulsion a une durée de l’ordre de la picoseconde ( $10^{-12}$  s) car  $T_g \approx 10\sigma$ . Ce résultat est en conformité avec ceux de SHENG, ORLIK et HAIMOVICH dans [86] qui ont aussi montré que les impulsions de Gauss d’ordre supérieur ou égal à cinq sont appropriées pour les communications ULB *indoor* et celles dont l’ordre est supérieur ou égal à sept sont convenables pour les communications ULB *outdoor* [86].

#### 2.4.2.2 Les impulsions modifiées de Hermite

D’autres formes d’impulsions qui sont aussi utilisées pour les systèmes de communications ULB sont les formes d’ondes orthogonales telles que les impulsions modifiées de Hermite [36].

Les polynômes ou impulsions modifiées de Hermite ont été proposées par GHAVAMI dans [36] pour les systèmes de communication ULB. Comme leur nom l’indique, elles

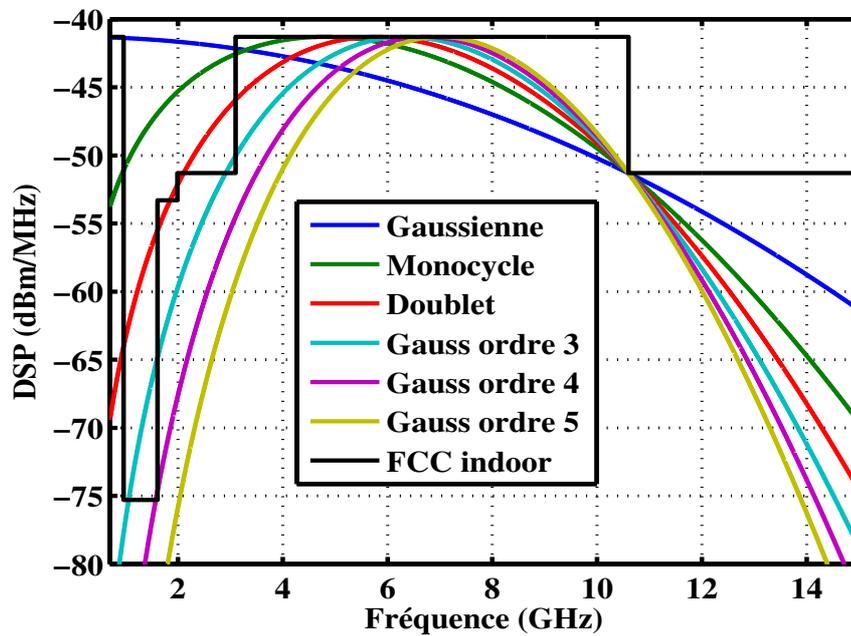


FIGURE 2.6 – DSP des cinq premières impulsions de Gauss dans le masque de la FCC indoor. Les valeurs de  $k_n$  et  $\sigma$  sont celles pour lesquelles la DSP maximale de chaque impulsion est égale à  $-41,3\text{dBm/MHz}$  et passe par  $(f = 10,6\text{GHz}, \text{DSP} = -51,3\text{dBm/MHz})$ .

ont été obtenues à partir des impulsions de Hermite (2.15) qui ne sont pas orthogonales.

$$h_{e_n}(t) = (-\sigma)^n \exp\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \frac{d^n}{dt^n} \left( \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \right), \quad (2.15)$$

pour tout  $n \in \mathbb{N}^*$  et  $t \in \mathbb{R}$ . Le but poursuivi est de construire des impulsions orthogonales à partir de ces dernières telles que décrites par (2.16a). L'expression généralisée des impulsions modifiées de Hermite en fonction du paramètre  $\sigma$  est donnée par (2.16b).

$$h_n(t) = k_n \exp\left(-\frac{t^2}{4\sigma^2}\right) h_{e_n} \quad (2.16a)$$

$$h_n(t) = k_n (-\sigma)^n \exp\left(\frac{t^2}{4\sigma^2}\right) \frac{d^n}{dt^n} \left( \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \right), \quad (2.16b)$$

pour tout  $n \in \mathbb{N}$  et  $t \in \mathbb{R}$  avec  $k_n$  une constante permettant d'ajuster l'amplitude de l'impulsion d'ordre  $n$ . Si on suppose que  $h_n(t)$  est l'impulsion d'ordre  $n$  avec une énergie  $E_n$ , on montre que :

$$k_n = \sqrt{\frac{E_n}{\sigma n! \sqrt{2\pi}}}. \quad (2.17)$$

La figure (2.7) est la représentation temporelle des cinq premières impulsions modifiées de Hermite pour des valeurs fixées des paramètres  $\sigma = 50 \cdot 10^{-3} \text{ ns}$  et  $(k_n = 1)$ .

Les équations différentielles qui permettent de vérifier l'orthogonalité de ces fonctions sont celles mentionnées dans les équations (2.18a) à (2.19b) pour lesquelles la valeur de  $k_n$  a été fixée à  $k_n = 1$  pour simplifier les expressions.

$$\sigma^2 \ddot{h}_n(t) + \left(n + \frac{1}{2} - \frac{t^2}{4\sigma^2}\right) h_n(t) = 0, \quad (2.18a)$$

$$\sigma \dot{h}_n(t) + \frac{t}{2\sigma} h_n(t) - n h_{n-1}(t) = 0, \quad (2.19a)$$

$$h_{n+1}(t) - \frac{t}{2\sigma} h_n(t) - \sigma \dot{h}_n(t) = 0. \quad (2.19b)$$

Soit  $H_n(f)$  la transformée de Fourier de  $h_n(t)$ . Les transformées de Fourier des équations (2.18a) à (2.19b) sont exprimées par celles allant de (2.20a) à (2.21b), respectivement.

$$\ddot{H}_n(f) + 16\pi^2 \sigma^2 \left(n + \frac{1}{2} - 4\pi^2 f^2 \sigma^2\right) H_n(f) = 0, \quad (2.20a)$$

$$j \dot{H}_n + j 8\pi^2 f \sigma^2 H_n(f) - 4\pi n \sigma H_{n-1}(f) = 0, \quad (2.21a)$$

$$H_{n+1}(f) - \frac{j}{4\pi \sigma} \dot{H}_n(f) + j 2\pi f \sigma H_n(f) = 0. \quad (2.21b)$$

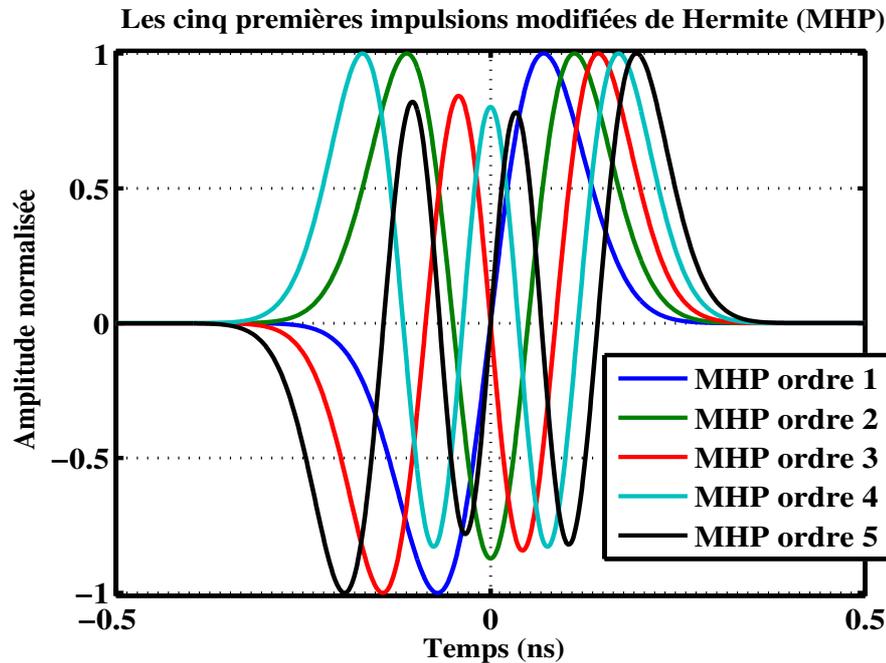


FIGURE 2.7 – Représentation temporelle des cinq premières impulsions modifiées de Hermite.

Pour  $n = 0$ , on a  $h_0 = k_0 \exp(-\frac{t^2}{4\sigma^2})$  et sa transformée de Fourier est exprimée par (2.22) comme suit :

$$H_0(f) = 2k_0\sigma\sqrt{\pi} \exp(-(2\pi f\sigma)^2). \quad (2.22)$$

De cette expression (2.22) et de la relation (2.21b), on peut donc déterminer l'expression le spectre des impulsions modifiées de Hermite d'ordre supérieur. La figure 2.8 est la représentation spectrale des cinq premières impulsions modifiées de Hermite pour des valeurs fixées des paramètres  $k_n = 1$  et  $\sigma = 50 \cdot 10^{-3} \text{ ns}$ . On constate également comme dans le cas des impulsions de Gauss, qu'en augmentant l'ordre de la dérivée, la bande spectrale augmente.

Pour le dimensionnement des impulsions modifiées de Hermite afin d'avoir des DSP qui respectent le gabarit américain, nous réalisons une étude similaire au cas des impulsions de Gauss (voir Table 2.5).

Les particularités des impulsions modifiées de Hermite sont les suivantes [37, p. 68] :

- les impulsions sont mutuellement orthogonales.
- La durée de l'impulsion est presque la même pour toutes les valeurs de  $n$  pour une valeur de  $\sigma$  donnée ce qui leur confère une même largeur de bande pour tous les ordres et pour une valeur de  $\sigma$  donnée,

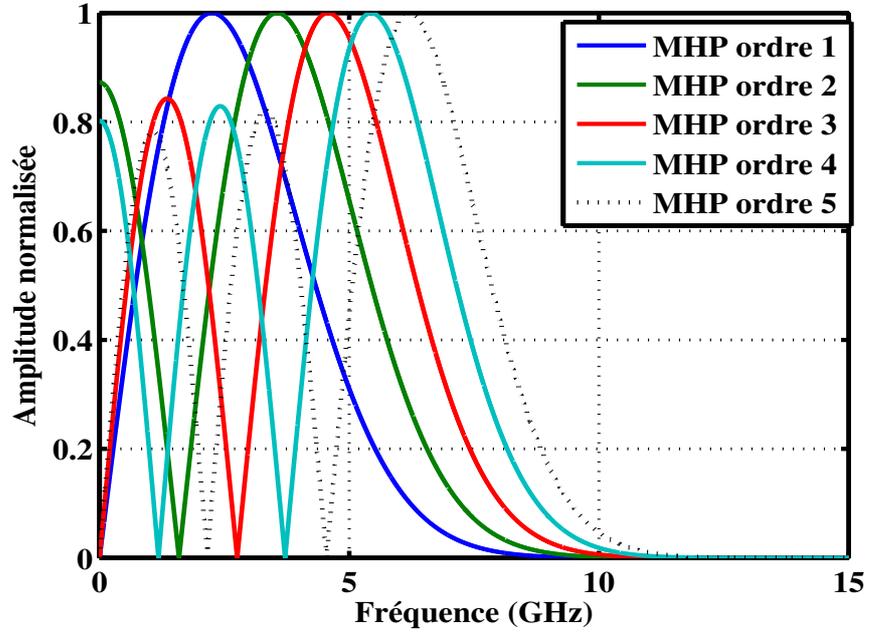


FIGURE 2.8 – Représentation spectrale des cinq premières impulsions modifiées de Hermite.

<b>n</b>	1	2	3	4	5
$\sigma$ ( $10^{-3}$ ns)	23,48	28,55	32,70	36,31	39,64
$f_L$ (GHz)	1,53	1,7	1,48	0,93	0,59
$f_H$ (GHz)	9,21	9,54	8,33	9,84	9,89
$f_M$ (GHz)	1,96	6,23	7,00	7,49	8,11
$B$ (GHz)	7,68	7,84	6,85	8,91	9,30

TABLE 2.5 – Récapitulatif des paramètres des cinq premières dérivées des impulsions de Hermite Modifiées pour les systèmes ULB *Indoor*.  $B = f_H - f_L$  est la largeur de bande absolue avec  $f_L$  et  $f_H$  les fréquences mesurées aux points les plus proches avec la moitié de l'amplitude maximale ( $-3$  dB).

- Les impulsions ont des composantes continues non nulles. Les composantes des fréquences basses de ces impulsions sont relativement importantes.
- Le nombre de passage à zéros de l'impulsion d'ordre  $n$  est égal à  $n$ .

En adoptant une procédure similaire à celle utilisée dans l'étude des impulsions de Gauss on obtient, comme indiquée dans la figure 2.9, les DSP des cinq premières impulsions modifiées de Hermite dans le masque de la FCC *indoor*.

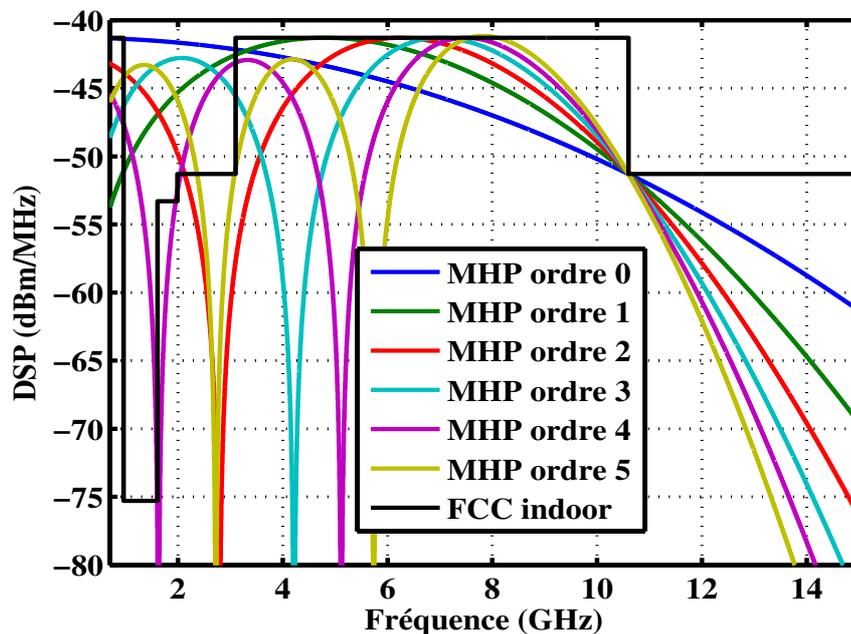


FIGURE 2.9 – DSP des cinq premières impulsions modifiées de Hermite dans le masque de la FCC indoor. Les valeurs de  $k_n$  et  $\sigma$  sont celles pour lesquelles la DSP maximale de chaque impulsion est égale à  $-41,3 \text{ dBm/MHz}$  et passe par  $(f = 10,6 \text{ GHz}, \text{DSP} = -51,3 \text{ dBm/MHz})$ .

Nous pouvons conclure qu'aucune des cinq premières dérivées des impulsions modifiées de Hermite ne permettent de respecter le masque de la FCC pour les communications ULB indoor, il faut certainement utiliser les dérivées d'ordre supérieur. Cela est dû en partie à la présence des composantes fréquentielles continues dans les basses fréquences.

### 2.4.2.3 Les fonctions modifiées de Gegenbauer

Les fonctions modifiées de Gegenbauer sont d'autres formes d'impulsions orthogonales [49]. Elles sont une généralisation des polynômes de Legendre pour des systèmes

à symétrie sphérique de dimension  $(m+2)$ . Elles sont définies dans l'intervalle  $[-1, 1]$  avec une fonction de poids  $w(t, \beta) = (1 - t^2)^{\beta-1/2}$ . Ces polynômes satisfont à l'équation différentielle de second ordre telle que :

$$(1 - t^2)\ddot{G}_{n,\beta}(t) - (2\beta + 2)\dot{G}_{m,\beta}(t) - m(m + 2\beta + 2)G_{m,\beta}(t) = 0, \quad \beta > -1. \quad (2.23)$$

$t$  est le temps en nanosecondes (ns) tel que  $t \in [-1, 1]$ ,  $m$  représente l'ordre du polynôme et  $\beta$  le paramètre qui définit la famille du polynôme de Gegenbauer. Les différents ordres des polynômes de Gegenbauer sont déterminés à partir de l'équation de récurrence :

$$G_{m,\beta}(t) = 2\left(1 + \frac{m + \beta - 1}{m}\right)t G_{m-1,\beta}(t) - \left(1 + \frac{m + 2\beta - 2}{m}\right)G_{m-2,\beta}(t), \quad m > 1. \quad (2.24)$$

Deux polynômes  $G_m$  et  $G_n$  ( $m \neq n$  et  $\{m, n\} \in \mathbb{N}^*$ ) sont orthogonaux si et seulement si la condition suivante est vérifiée :

$$\int_{-1}^{+1} G_{m,\beta}(t) \cdot G_{n,\beta}(t) \cdot w(t, \beta) dt = 0 \text{ pour } t \in [-1, 1]. \quad (2.25)$$

Pour obtenir les polynômes modifiés de Gegenbauer, il faut multiplier  $G_{m,\beta}(t)$  par la racine carrée du facteur poids  $\sqrt{w(t)}$ . Nous posons  $\beta = 1$  et  $G_{m,\beta} = G_m$  dans un souci de simplification et sans perte de généralité des équations. L'expression générale des polynômes de Gegenbauer modifiés d'ordre  $n$  pour une amplitude normalisée devient alors :

$$G_n(t) = G_m(t) \cdot \sqrt{w(t)}. \quad (2.26)$$

Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont donnés par :

$$G_0(t) = (1 - t^2)^{(1/4)}, \quad (2.27a)$$

$$G_1(t) = 2t \cdot (1 - t^2)^{(1/4)}, \quad (2.28a)$$

$$G_2(t) = (4t^2 - 1) \cdot (1 - t^2)^{(1/4)}, \quad (2.29a)$$

$$G_3(t) = (8t^3 - 4t) \cdot (1 - t^2)^{(1/4)}. \quad (2.29b)$$

Les ordres supérieurs ou égaux à 3 de ces impulsions ont de bonnes propriétés de corrélation ce qui est très bénéfique pour la fonctionnalité de détection du radar ULB [78]. L'intérêt d'utiliser des impulsions orthogonales réside dans le fait qu'elles peuvent se substituer aux codes associés à chaque utilisateur dans le cas d'accès multiple. L'inconvénient c'est qu'il est souvent difficile de générer et d'implémenter les ordres supérieurs de ces impulsions.

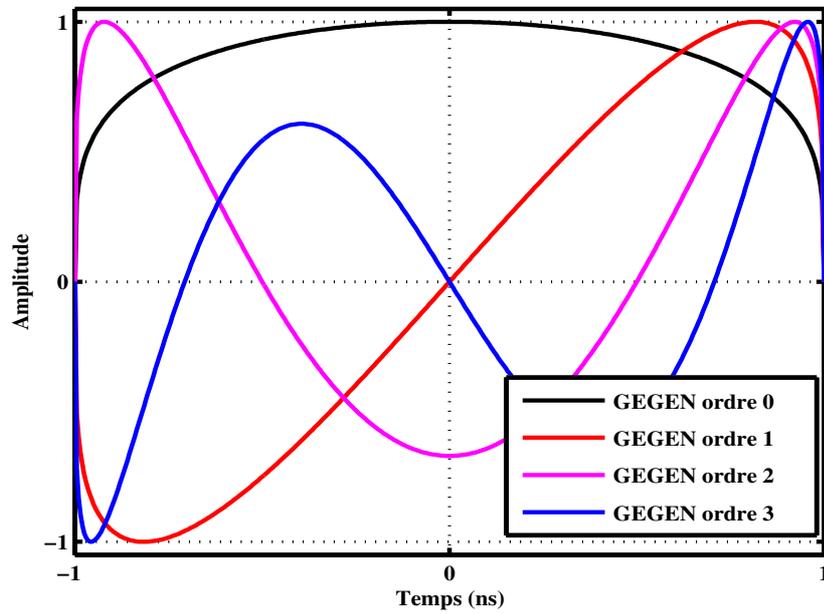


FIGURE 2.10 – Représentation temporelle des trois premières impulsions modifiées de Gegenbauer.

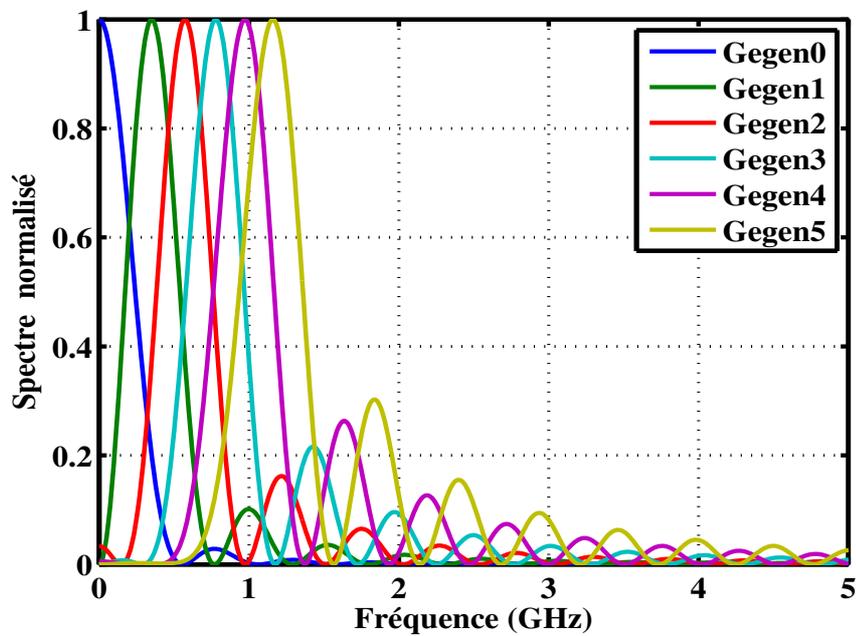


FIGURE 2.11 – DSP des cinq premières impulsions modifiées de Gegenbauer.

Les figures 2.10 et 2.11 sont les présentations des impulsions de Gegenbauer respectivement, dans les domaines temporel et spectral. On remarque également comme avec les impulsions de Gauss et de modifiées de Hermite que la bande spectrale augmente avec l'ordre de la dérivée.

Nous avons représenté également les spectres de ces impulsions dans le gabarit de la FCC des communications indoor. On peut conclure à l'observation de la figure 2.12 qu'aucune impulsion modifiée de Gegenbauer n'a son spectre qui respecte ce gabarit dans les basses fréquences.

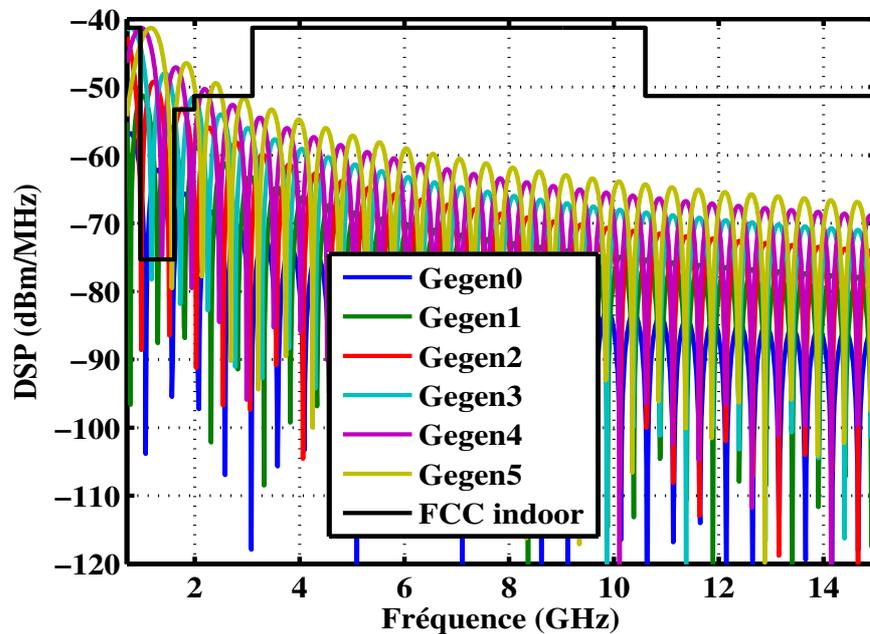


FIGURE 2.12 – DSP des cinq premières impulsions modifiées de Gegenbauer dans le masque de la FCC indoor.

### 2.4.3 Techniques de modulation ULB

La modulation est la technique qui permet la mise en forme du signal à émettre afin de rendre possible la transmission à travers le canal de propagation (canal physique). En ULB impulsionnelle, elle consiste à modifier un ou plusieurs paramètres, fréquence, amplitude, et/ou polarité de l'impulsion transmise. Les différentes modulations les plus fréquemment utilisés en ULB sont :

- la modulation d'amplitude ou en anglais *Pulse Amplitude Modulation* : (PAM),
- la modulation tout ou rien ou en anglais *On Off Keying* (OOK),
- la modulation de position ou en anglais *Pulse Position Modulation* : (PPM),
- la modulation de phase ou en anglais *Binary Phase Shift Keying Modulation* : (BPSK). Comme notre travail porte sur l'ULB impulsionnelle et n'utilise pas de porteuse, nous désignerons cette modulation par la modulation "antipodale"; la phase sera remplacée par la polarité des impulsions.

#### 2.4.3.1 La modulation d'amplitude (PAM)

La modulation d'amplitude (PAM) d'impulsions est la plus simple de modulation. Elle consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au signal modulant (voir figure 2.13). Le signal transmis est donné par l'équation 2.30 :

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} A_j g(t - jT_f). \quad (2.30)$$

$g(t)$  représente la forme d'onde utilisée.  $T_f$  est la durée de répétition de l'impulsion et  $A_j \in \mathbb{R}$  est l'amplitude associée au symbole  $j$  à transmettre. Cette modulation peut s'appliquer avec "M" états d'amplitudes différentes, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Mais pour une puissance moyenne d'émission donnée, augmenter le nombre d'états "M" dégrade la probabilité d'erreur si toutes les amplitudes sont de même signe. Cette modulation peut être utilisée avec tous les types de récepteur, mais tous n'ont pas la même facilité à discriminer les différentes amplitudes.

#### 2.4.3.2 La modulation du tout ou rien (OOK)

La modulation tout ou rien (OOK) est un cas particulier de la modulation d'amplitude telle que l'indique l'équation (2.31).

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} A_j g(t - jT_f). \quad (2.31)$$

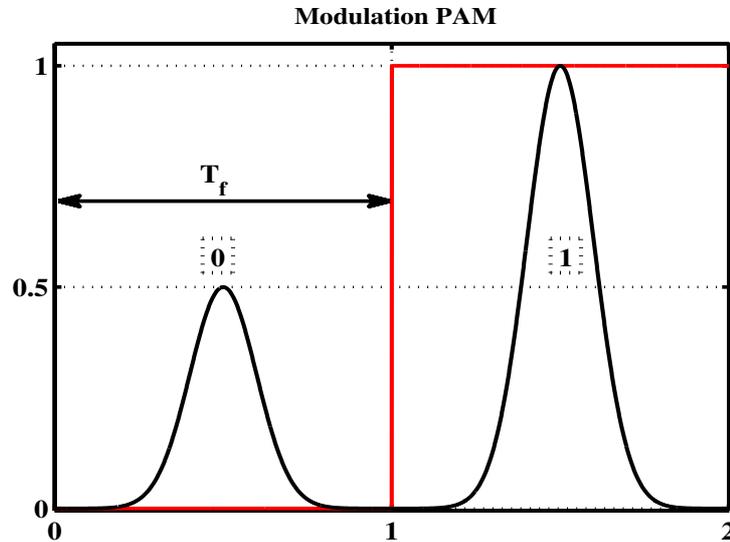


FIGURE 2.13 – La modulation d’amplitude (PAM).

$g(t)$  représente la forme d’onde utilisée.  $T_f$  est la durée de répétition de l’impulsion.  $A_j \in \{0, A\}$ , tel que  $A \in \mathbb{R}^*$  est l’amplitude associée au symbole  $j$  à transmettre. Comme son nom l’indique, elle consiste à transmettre un seul bit par période. Par exemple, le bit “1” est représenté par la présence du signal ( $A_j = A$ ) et le bit “0” est représenté par l’absence du signal ( $A_j = 0$ ) comme le montre la figure (2.14).

L’avantage de cette modulation OOK est qu’elle est simple à implémenter et plus adaptée à un récepteur de faible complexité dont en particulier le détecteur d’énergie pour tirer profit de l’énergie disponible. Cependant, une des difficultés pour le récepteur à détection d’énergie est la détermination du seuil optimal de détection, qui délimite l’absence ou la présence de l’impulsion : il est difficile de différencier la présence du signal à l’état “0” ou l’absence du signal.

### 2.4.3.3 La modulation de position (PPM)

La modulation de position (PPM) est l’une des techniques de modulations les plus utilisées dans les systèmes ULB impulsionnels. Il consiste à émettre à des intervalles de temps variables des impulsions de sorte que le temps d’avance ou de retard de chaque impulsion reste proportionnel au symbole à transmettre. La durée de la trame est généralement très grande par rapport à la durée de l’impulsion, ce qui permet d’obtenir des signaux à faible rapport cyclique, donc à faible densité spectrale de puissance. Elle est compatible avec une réception non cohérente basée sur la détection d’énergie. Mais l’accès simultané au canal par plusieurs utilisateurs n’est pas possible. Ce problème est

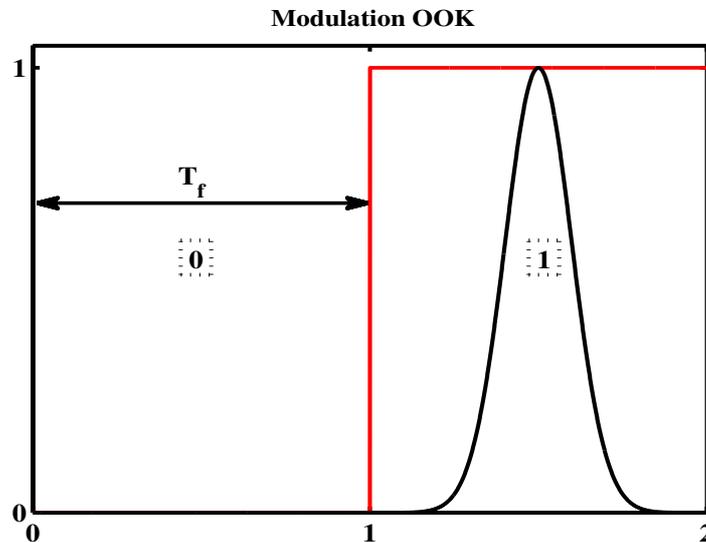


FIGURE 2.14 – La modulation tout ou rien (OOK).

résolu par l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire à saut temporel (TH) présenté dans la section 2.4.4.1. Le signal modulé PPM est décrit par l'équation (2.32).

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} g(t - jT_f - \delta a_j). \quad (2.32)$$

$g(t)$  représente la forme d'onde utilisée.  $T_f$  est la durée de répétition de l'impulsion,  $\delta$  est le décalage PPM et  $a_j \in \{0, 1\}$  représente le symbole transmis. Par exemple, les impulsions du symbole sont décalées de  $\delta$  si  $a_j = "1"$  et elles ne le sont pas si  $a_j = "0"$ . La figure (2.15) est une illustration de la modulation PPM. Dans cet exemple, un symbole est représenté par une seule impulsion.

#### 2.4.3.4 La modulation antipodale (BPSK)

La modulation antipodale est basée sur le codage de l'information par la polarité de l'impulsion. La position des impulsions dans une trame est fixe et c'est seulement leur polarité qui varie. Le changement de la polarité contribue efficacement à l'élimination des raies spectrales dues à la périodicité du signal, ce qui permet aussi de minimiser les interférences avec les autres systèmes. L'autre avantage est la possibilité de diminuer la puissance du signal émis. L'équation (2.33) est l'expression du signal antipodal.

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_j g(t - jT_f) \quad (2.33)$$

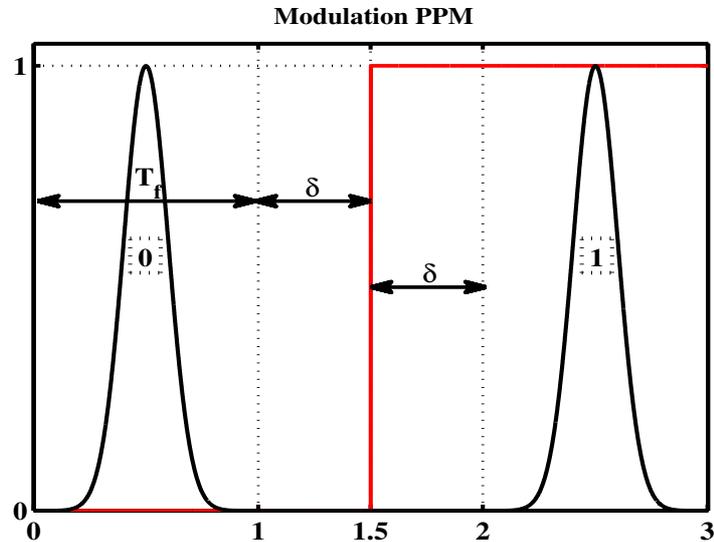


FIGURE 2.15 – La modulation de position (PPM).

$g(t)$  représente la forme d'onde de l'impulsion utilisée.  $T_f$  est la durée de répétition de l'impulsion.  $a_j \in \{0, 1\}$  représente le symbole transmis et  $b_j = (2a_j - 1) \in \{-1, +1\}$  est la polarité du symbole. Par exemple, la polarité de l'impulsion est positive si  $a_j = "1"$  et dans ce cas  $b_j = +1$ , et négative ( $b_j = -1$ ) si  $a_j = "0"$ . La figure 2.16 montre un exemple d'un signal antipodal constitué de deux impulsions où chaque symbole est représenté par une seule impulsion. La polarité de l'impulsion permet alors de connaître le symbole informatif qui a été envoyé.

#### 2.4.4 Les techniques d'accès multiples ULB

Plusieurs utilisateurs peuvent être présents dans un même environnement et peuvent simultanément solliciter le canal pour la transmission d'informations. La gestion de l'accès au canal par des utilisateurs multiples peut être assurée aussi bien au niveau de la couche PHY que de la couche MAC. Pour permettre cette communication concomitante de tous les utilisateurs dans le même canal sans grande perte d'informations, on a eu recours à des méthodes traditionnelles dites techniques d'accès multiples telles que :

- la répartition en intervalle de temps : Time Division Multiple Access (TDMA). Le TDMA permet à un utilisateur de transmettre ses informations dans un intervalle de temps différent d'un autre utilisateur.
- la répartition en fréquence : Frequency Division Multiple Access (FDMA). Cette technique consiste à attribuer une fréquence unique à chaque utilisateur.

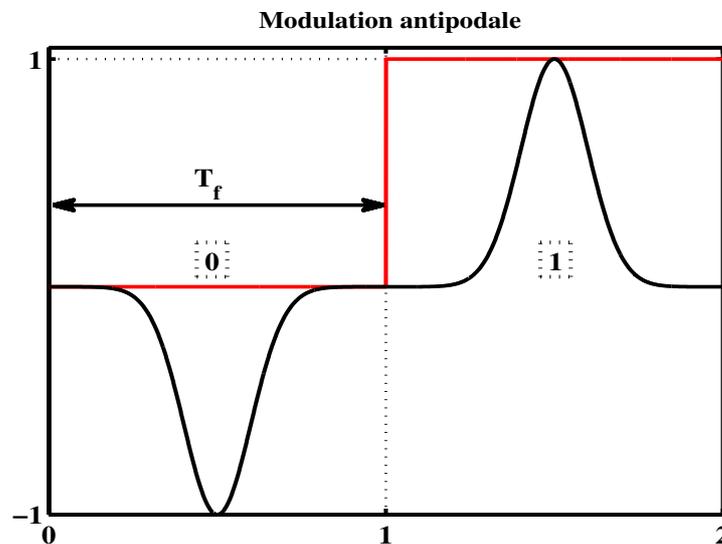


FIGURE 2.16 – La modulation antipodale (BPSK).

- ou la répartition en code : CDMA (*Code Division Multiple Access*). Cette méthode permet d'attribuer à chaque utilisateur un unique code pseudo-aléatoire (Pseudo Noise (PN) code) d'étalement.

Parmi toutes ces méthodes, le CDMA est la technique la plus largement exploitée en raison des performances qu'il offre dans la réalisation des systèmes de grande capacité. Il permet de limiter les interférences entre les utilisateurs et de réduire les effets des trajets multiples. De plus, il rend possible la ré-utilisation des fréquences universelles, ainsi que l'émission à faible puissance et la confidentialité du message.

Les techniques d'accès multiples de base de l'ULB impulsionnelle combinent soit le CDMA par sauts temporels (*Time Hopping-CDMA*, TH-CDMA), soit le CDMA sans sauts temporels (*Direct Sequence-CDMA*, DS-CDMA). Cette section présente ces deux techniques d'accès multiple de manière succincte.

#### 2.4.4.1 Technique d'accès multiple par sauts temporels

La technique d'accès multiple par sauts temporels est le *Time Hopping*, (TH). Il a été initié par SCHOLTZ pour éliminer les interférences inter-utilisateurs en proposant l'émission d'impulsions à des instants distincts les unes des autres [82]. Pour ce faire, il propose d'utiliser des codes pseudo-aléatoires périodiques uniques pour coder le signal émis par chaque utilisateur. Dans le symbole, chaque *chip* contient une seule impulsion d'un utilisateur, qui est contenue dans une trame déterminée. C'est donc par la trame contenant l'impulsion que les utilisateurs sont différenciés. Pour un utilisateur donné,

l'ensemble des trames contenant les impulsions du symbole est ainsi déterminé par le code de saut temporel TH. Le Time Hopping peut être utilisé avec l'ensemble des modulations présentées dans la section 2.4.3. Ici, nous nous proposons de décrire cette technique du TH avec la modulation PPM du signal de l'utilisateur  $k$  telle que [82] :

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} g(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta a_{[j/N_s]}^{(k)}). \quad (2.34)$$

- $s^{(k)}(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $k$  et  $g(t)$  est la forme d'onde de l'impulsion transmise. C'est l'une des formes d'ondes décrites dans la section 2.4.2.
- $k$  est l'indice se rapportant à un utilisateur donné.
- $a_{[j/N_s]}^{(k)}$  est le  $j^{ieme}$  symbole (bit d'information, "0" ou "1") transmis par l'utilisateur  $k$  parmi les  $N_s$  symboles et  $[j/N_s]$  est la partie entière de  $j/N_s$ .
- $c_j^{(k)}$  est le  $j^{ieme}$  élément de la séquence pseudo-aléatoire de période  $N_p$  de l'utilisateur  $k$ . Chaque élément de la séquence est un entier compris dans l'intervalle  $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_c - 1$  tel que  $c_{j+N_p}^{(k)} = c_j^{(k)}$ .
- $T_c$  est la durée *chip* telle que  $N_c T_c \leq T_f$ . C'est la plus petite subdivision de la durée  $T_f$  en  $N_c$  sous intervalles.  $T_c$  est souvent choisi telle que  $T_c$  soit supérieure ou égale à la largeur  $T_g$  de l'impulsion ( $T_c \geq T_g$ ).
- $T_f$  est la durée de répétition d'une trame. Si  $T_s$  est la durée d'un symbole alors  $T_s = N_s T_f$ .
- $\delta$  est le décalage de temps de la modulation PPM. Si le symbole transmis est "0",  $\delta$  est égal à zero et lorsque c'est le symbole "1",  $\delta$  est différent de zero.

La figure 2.17 illustre une application du codage TH avec une modulation PPM dans laquelle le signal TH-ULB transmis est celui du premier utilisateur. Dans l'exemple de cette figure 2.17,  $N_c = 5$ ,  $T_g = T_c$ ,  $\delta = T_c/2$  et un symbole constitué de trois impulsions. Dans ce signal impulsionnel TH-ULB, deux impulsions sont transmises par symbole et l'information est envoyée par la position des impulsions (PPM). Les symboles "1" et "0" ont été transmis dans cet exemple. Les deux premières impulsions du symbole "1" sont décalées de  $\delta$  et les deux autres du symbole "0" ne le sont pas. Chaque impulsion occupe une trame de durée  $T_f$  et les positions des impulsions dans les différentes trames sont déterminées par le code TH, qui est  $c_{TH}^{(1)} = \{1, 2, 1, 2\}$

La technique d'accès multiple par saut temporel TH présente l'avantage d'altérer la périodicité du signal en permettant ainsi de supprimer les raies spectrales [54, 57]. Si la séquence pseudo-aléatoire est suffisamment longue, le signal ULB est assimilé à un bruit blanc gaussien sur la bande qu'il occupe [82]. D'autre part, la connaissance du code TH de l'émetteur par le récepteur permet de garantir un certain niveau de confidentialité des données transmises.

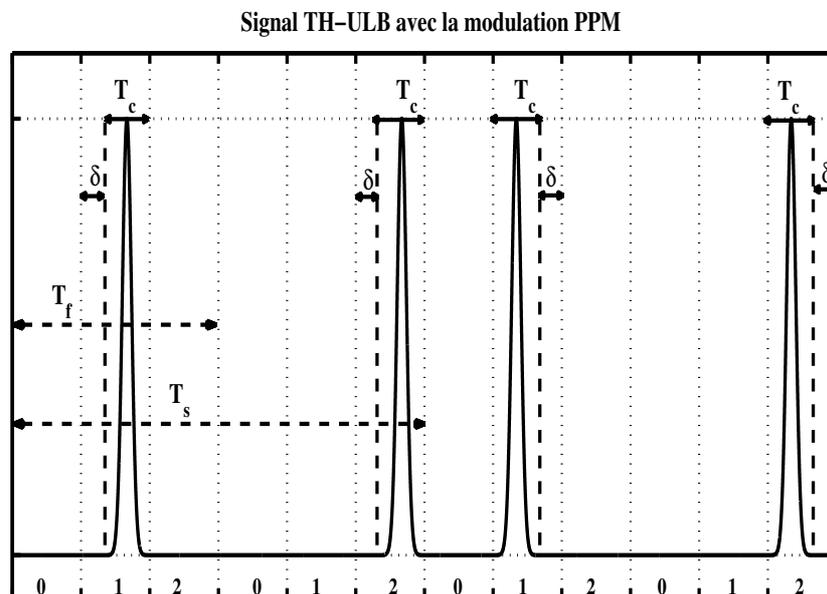


FIGURE 2.17 – Illustration de la technique d'accès multiple TH-ULB.

#### 2.4.4.2 Technique d'accès multiple sans sauts temporels

Chaque utilisateur se différencie par sa propre séquence pseudo-aléatoire (PN) qui affecte la phase de l'impulsion dans chaque trame, un bit de donnée étant alors utilisé pour moduler ces impulsions. Les symboles transmis sont représentés par des codes d'étalement dont la longueur équivaut à celle de la trame. Il en résulte un signal constitué d'une transmission continue de ces impulsions ULB dont le nombre dépend de la longueur du code PN et du débit du système. On ne retrouve plus le fort rapport cyclique présent en radio impulsionnelle TH. L'expression générale du signal est décrite par l'équation (2.35).

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_{[j/N_s]}^{(k)} g(t - jT_f). \quad (2.35)$$

La figure 2.18 illustre le signal DS-ULB avec la modulation antipodale du premier utilisateur. Dans l'exemple de la figure 2.18, un symbole est constitué de trois impulsions. Dans ce signal impulsionnel DS-ULB, trois impulsions sont transmises par bit et l'information est envoyée par la position de la polarité des impulsions (antipodale). Les symboles "1", "0" et "1" ont été transmis dans cet exemple et le code DS utilisé est +1, -1 et +1.

Comparativement à la technique TH-ULB, la DS-UWB est plus facile d'implémentation du fait des bandes de fréquence moins larges. Dans la mesure où cette technique

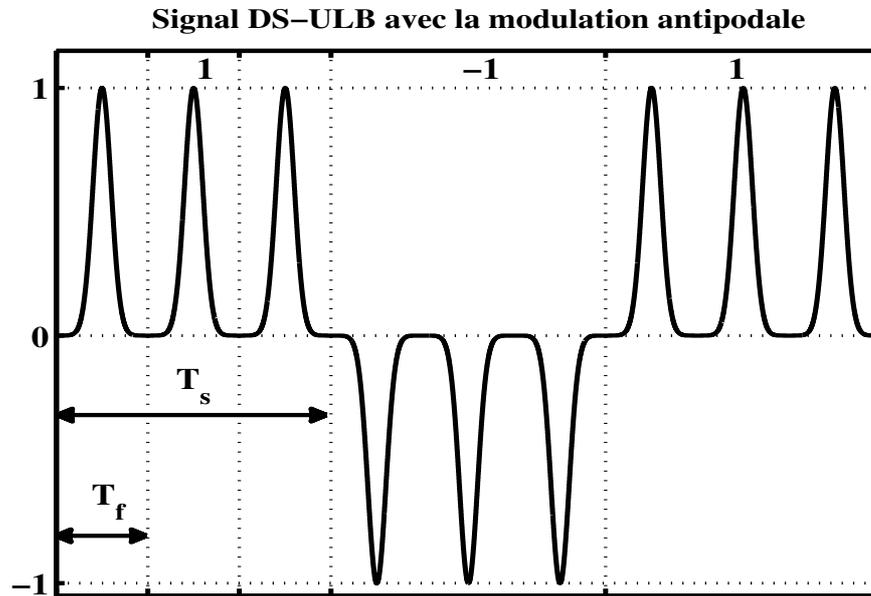


FIGURE 2.18 – Illustration de la technique d'accès multiple DS-ULB.

d'accès reste basée sur la polarité des impulsions, elle demeure robuste face aux trajets multiples.

## 2.5 Apport de l'ULB sur la localisation

Après avoir présenté les caractéristiques principales de l'ULB, les différentes techniques et les différentes formes d'ondes utilisées en ULB impulsionnelle, nous allons aborder maintenant, un point essentiel : l'apport de l'ULB sur la localisation en terme de précision.

### 2.5.1 Critère d'évaluation de la précision de localisation : CRLB

Nous avons vu dans la section 2.2.2 que l'avantage de l'ULB en communication s'évalue par rapport au débit tel que le montre le théorème de Shannon sur la capacité du canal [85]. Cependant, dans le cadre de la localisation, l'intérêt de l'ULB ne se traduit pas en termes de débit mais plutôt en termes de résolution temporelle. Pour mettre en exergue cette particularité de l'ULB sur la localisation, nous allons nous intéresser à la CRLB (*Cramer-Rao Lower Bound*). Cette CRLB donne la limite sur la matrice de covariance de la résolution temporelle d'un estimateur non biaisé [70]. Elle est décrite

comme suit. Soit  $r_i(t)$  le signal reçu par le mobile portant le numéro  $i$  parmi  $N$  mobiles de positions connues tel que décrit par l'équation (2.36) :

$$r_i(t) = \alpha_i s(t - \tau_i) + n_i(t), \quad (2.36)$$

avec  $\tau_i$  est le retard de propagation du signal entre la source et le récepteur,  $\alpha_i$  l'amplitude du signal et  $n_i$  le bruit blanc gaussien de valeur moyenne nulle et de densité spectrale de puissance  $N_0/2$ . Soit  $f_\theta(r)$  la fonction de la densité de probabilité des  $r$  observations conditionnées par  $\theta$  telle que :

$$f_\theta(r) \propto \prod_{i=1}^N \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int |r_i(t) - \alpha_i s(t - \tau_i)|^2 dt \right\}. \quad (2.37)$$

La matrice d'informations de Fisher (*Fisher Information Matrix*, FIM) est déterminée par la relation (2.38) :

$$J_\theta = E_\theta \left[ \frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_\theta(r) \cdot \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_\theta(r) \right)^T \right], \quad (2.38)$$

qui est une matrice de dimension  $(N) \times (N)$  où  $\theta$  est un vecteur de dimension  $2(M+1)$  avec  $M$  le nombre de NLOS.  $E_\theta[V]$  est l'espérance mathématique de  $V = \frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_\theta(r) \cdot \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_\theta(r) \right)^T$  conditionné par  $\theta$  et  $A^T$  représente la transposée de la matrice  $A = \frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_\theta(r)$ . Si  $\hat{\theta}$  est l'estimation de  $\theta$ , la CRLB est exprimée comme suit [70] :

$$E_\theta \left[ (\hat{\theta} - \theta)(\hat{\theta} - \theta)^T \right] \geq J_\theta^{-1}, \quad (2.39)$$

avec  $(\hat{\theta} \geq \theta)$  et par conséquent  $(\hat{\theta} - \theta)$  est une matrice à valeurs toujours positive. La CRLB de l'équation (2.39) représentée sous forme matricielle est la limite de la plus grande erreur quadratique moyenne (*Mean-Square Error*, MSE) de chacune des composantes de  $\theta$ , cela permet d'aboutir à l'expression comparative (2.40) :

$$E_\theta \left( \hat{\theta}_n - \theta_n \right)^2 \geq [J_\theta^{-1}]_{nn}, \text{ pour } 1 \leq n \leq M+1. \quad (2.40)$$

Si on considère un canal AWGN avec un seul trajet, la valeur minimale qu'on peut obtenir de 2.40 est [69] :

$$\left[ E_\theta \left( \hat{\theta}_n - \theta_n \right)^2 \right]_{min} = \frac{c^2}{8 \pi^2 SNR \beta^2}. \quad (2.41)$$

$c$  est la vitesse de propagation du signal (supposée égale à celle de la lumière) et  $\beta$  est la bande passante effective du signal transmis  $s(t)$  telle que [69] :

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df}. \quad (2.42)$$

On obtient finalement, la limite de l'erreur quadratique moyenne (Root Mean-Square Error (RMSE)) qui est utilisée comme critère d'évaluation de la performance d'un algorithme de positionnement (2.43) :

$$RMSE \geq \frac{c}{2\sqrt{2} \pi \sqrt{SNR} \beta}. \quad (2.43)$$

Cette expression (2.43) montre que la précision est proportionnelle à  $\frac{1}{\sqrt{SNR} \beta}$ . Par conséquent, on peut améliorer la précision des systèmes de localisation ULB en augmentant soit le  $SNR$  et/ou en augmentant la bande efficace du signal de transmission.

### 2.5.2 Précision théorique de localisation en ULB

Nous admettons dans cette section les résultats qui ont été obtenus dans la section 2.4.2 et nous allons montrer quelle précision l'on pourrait obtenir à partir d'un système impulsionnel ULB dans un canal AWGN avec un seul trajet. Deux types d'étude sont faites. Une première étude s'applique au choix de l'impulsion qui pourrait permettre d'obtenir la plus petite précision possible. Pour ce faire, nous avons fixé une même valeur du paramètre  $\sigma$  ( $50 \cdot 10^{-3}$  ns) pour toutes les impulsions ; ceci permet d'envisager des impulsions de largeur  $T_g \approx 10 \cdot \sigma = 5 \cdot 10^{-1}$  ns et de durée de répétition  $T_f = 75$  ns. Dans la deuxième étude, nous avons considéré les valeurs de  $\sigma$  qui permettent de respecter le masque de la FCC indoor comme indiqué dans les tableaux 2.4 et tableau 2.5 respectivement, pour les impulsions de Gauss et les impulsions modifiées de Hermite.

La figure (2.19) montre les valeurs de RMSE minimales qu'on peut obtenir pour les impulsions de Gauss pour une même valeur de  $T_g$  des impulsions caractérisées ci-dessus dans un canal AWGN pour des SNR variant de  $-20$  dB à  $20$  dB. La plus grande valeur de RMSE obtenue avec la gaussienne est de  $15$  cm pour un SNR égal à  $-20$  dB. Plus l'ordre de l'impulsion augmente, plus cette limite diminue ; ceci est conforme avec l'étude précédente sur la DSP des impulsions.

En ce qui concerne les impulsions modifiées de Hermite, des résultats similaires ont été obtenus comme l'illustre la figure (2.20). La plus grande valeur obtenue de la RMSE est d'environ  $11$  cm à  $-20$  dB. Ce qui permet de conclure que sans tenir compte de l'occupation spectrale, les impulsions modifiées de Hermite permettraient d'avoir de bonnes précisions de localisation.

Nous avons aussi tracé les courbes de RMSE théoriques pour les impulsions modifiées de Hermite et de Gauss avec différentes valeurs de  $\sigma$ . Le choix des valeurs de  $\sigma$  est conforme à l'étude sur la caractérisation des impulsions pour le respect du masque de la FCC indoor ; étude qui montre que parmi les impulsions de Gauss, l'ordre cinq respecte au mieux ce masque. De la courbe (2.20), nous remarquons aussi que l'impulsion modifiée de Hermite d'ordre cinq offrirait de bonne performance de localisation en terme de précision. Nous allons donc comparer les RMSE théoriques de ces deux impulsions

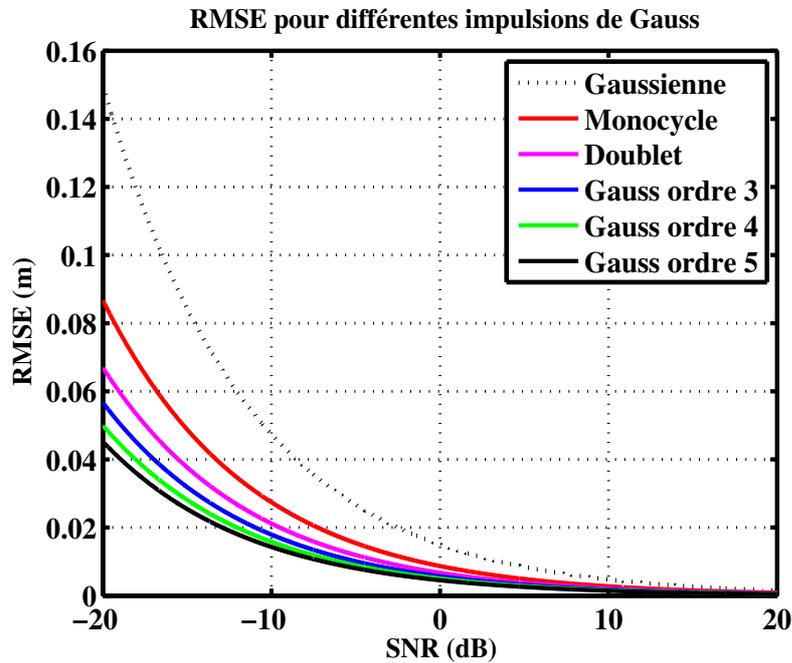


FIGURE 2.19 – Limite de précision de localisation en ULB avec les cinq premières impulsions de Gauss.

pour les valeurs de  $\sigma$  obtenues dans les sections section 2.4.2.1 et section 2.4.2.2. La figure (2.21) montre les résultats obtenus. Elle indique que ces deux impulsions donnent quasiment les mêmes valeurs de RMSE (à 1 cm près). De ce fait, la cinquième dérivée de la Gaussienne demeure la meilleure candidate pour les systèmes de localisation indoor étant donné que son spectre respect les limites spectrales.

### 2.5.3 Détermination des seuils minima de SNR

Les bornes de Cramer-Rao sont fidèles à fort SNR, mais en pratique les meilleurs estimateurs peuvent souvent en décrocher à faible SNR, faisant apparaître un seuil de SNR sous lequel la détection devient erronée. D'autres bornes telles que les bornes de Barankin et de Ziv-Zakai sont des outils particulièrement utiles pour approximer ce seuil de SNR. Pour mettre en évidence cet effet de seuil, nous allons comparer les deux bornes de Barankin et de Ziv-Zakai avec celle de Cramer-Rao.

La limite de la borne de Barankin pour l'estimation des temps d'arrivée d'un signal dans un canal AWGN avec un seul trajet peut se mettre sous la forme [43] :

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{SNR \beta^2} + 2 \delta^2 \frac{\exp(-2 SNR (1 - \psi(\delta)))}{1 - \exp(-SNR (1 - \psi(2\delta)))}}. \quad (ns) \quad (2.44)$$

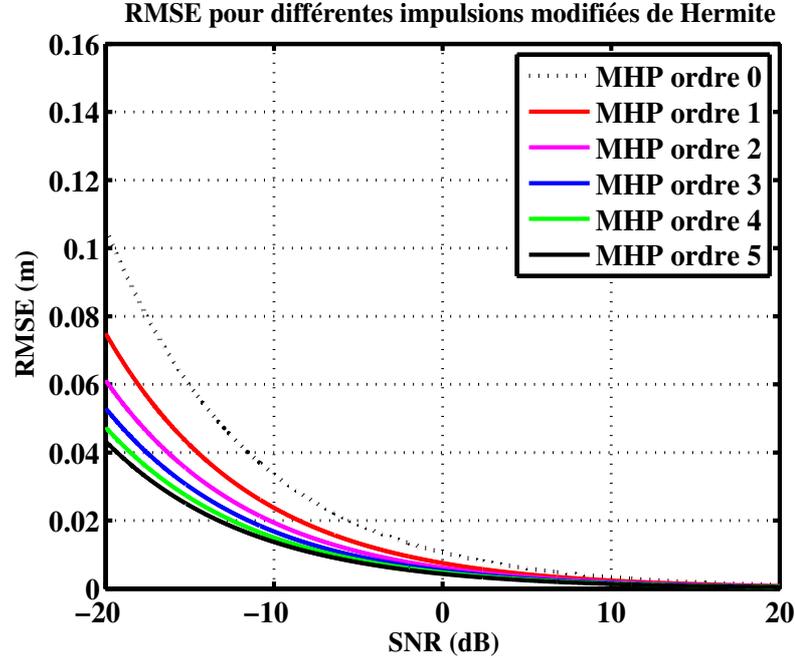


FIGURE 2.20 – Limite de précision de localisation en ULB avec les cinq premières impulsions modifiées de Hermite.

avec  $\psi(\delta)$  la fonction d'auto-corrélation du signal à l'instant  $\delta$ .

De l'interprétation de cette équation 2.44, on remarque que pour les grandes valeurs du SNR (SNR tend vers l'infini), le second terme de cette équation 2.44 tend vers zéro et de ce fait, la borne de Barankin est approximativement égale à celle de Cramer-Rao. Dans le cas de faibles SNR, le second terme est dominant et produit un effet de seuil.

Quant à la borne de Ziv-Zakai, cette limite est donnée par l'équation 2.45 [43].

$$RMSE = \sqrt{\int_0^T (1 - \frac{t^2}{T}) Q(\sqrt{SNR(1 - \psi(t))}) dt.} \quad (ns) \quad (2.45)$$

$$\text{avec } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt.$$

Pour déterminer graphiquement les seuils minima de SNR à partir desquels la borne de Cramer-Rao décroche, nous avons tracé les courbes de ces trois bornes en utilisant le doublet de Gauss avec  $\delta = T_p/2$  et  $T = 10ns$  (voir figure 2.22). La borne de Cramer-Rao coïncide avec celles de Barankin et de Ziv-Zakai respectivement, à partir de 10 dB et 14 dB. De ce fait, la RMSE obtenue à partir de ces SNR sera la même avec un estimateur non biaisé. A ces SNR, on peut noter que la RMSE est de l'ordre du millimètre. On peut

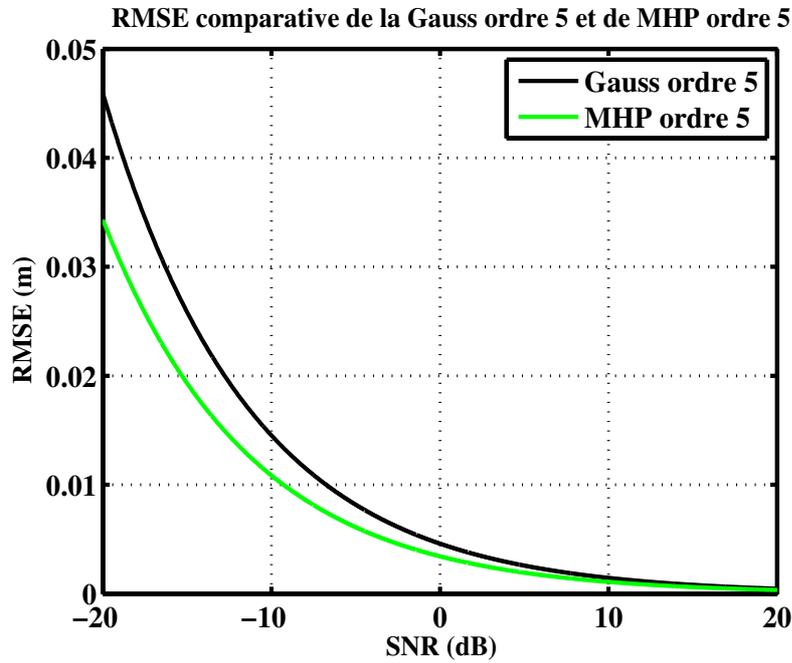


FIGURE 2.21 – Limite des précisions théoriques de localisation ULB avec l'ordre cinq des impulsions modifiées de Hermite et de Gauss.

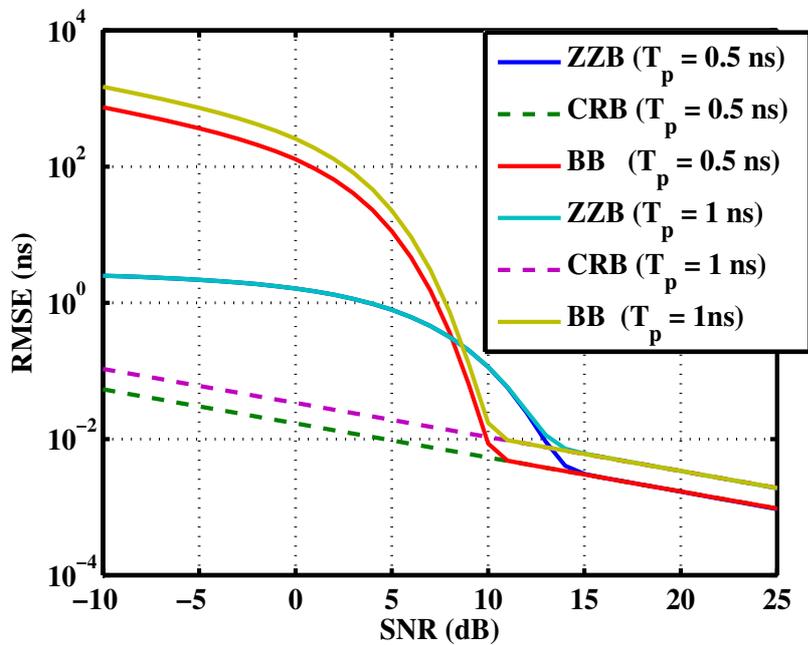


FIGURE 2.22 – Seuils SNR minima réalistes des systèmes de localisation ULB.

donc conclure que les systèmes de localisation ULB permettent théoriquement d'obtenir de hautes précisions de localisation.

## 2.6 Exemples de systèmes de localisation ULB

Plusieurs systèmes ULB de localisation existent sur le marché depuis la dernière décennie. Nous allons présenter quelques uns de ces systèmes de localisation dans ce qui suit.

### 2.6.1 Les systèmes de localisation ULB de *Time Domain*

*Time Domain* est le pionnier des systèmes de localisation ULB. Le premier système qu'il a proposé est le *PulsON350*. C'est un système de localisation temps réel (Real-Time Localization System (RTLS)) constitués de tags RFID. Il permet d'effectuer une détection de présence, de faire de la localisation à 1-D, 2-D et/ou à 3-D. La précision est d'environ 30 cm dans un environnement ouvert et d'environ 100 cm dans les environnements complexes indoor. La portée maximale entre l'émetteur (tag) et le récepteur (sensor) est de 20 m. La durée de vie des batteries embarquées dans les tags est d'environ quatre ans à la fréquence d'émission de 1 Hz [22]. La technique de positionnement utilisée est basée sur la TDOA et permet de suivre des milliers de tags dans un rayon de 20 m.

*Time Domain* a mis récemment sur le marché le module de mesure de distance et de communication (*P410 RCM*, pour *PulsON 410 Range Communication Module*) (voir figure 2.23a) et le module Radar mono statique (*P410 MRM*, pour *PulsON 410 Monostatic Radar Module*) (voir figure 2.23b). Ces deux modules ont été baptisés *P410*



(a) Le module P410 RCM (*PulsON 410 Range Communication Module*) de Time Domain.



(b) Le module P410 MRM (*PulsON 410 Monostatic Radar Module*) de Time Domain.

---

FIGURE 2.23 – Système de localisation RTLS P410 ULB de Time Domain.

car ils ont les mêmes caractéristiques physiques. Le *P410* est un émetteur-récepteur ULB et / ou un Radar qui assure les fonctions suivantes [20] :

- Il effectue une mesure précise et fiable de la distance entre deux *P410* avec une fréquence de rafraîchissement de 100 Hz.
- Il utilise deux méthodes de positionnement à savoir la méthode basée sur l'estimation du temps d'aller-retour (*Two-Way Time-Of-Flight*, Two-Way TOF) et la méthode d'estimation grossière de la distance *Coarse Range Estimation*, CRE).
- Il communique des données avec deux ou plusieurs *P410*.
- Il est interopérable avec les anciennes générations *P400* de Time Domain.
- Il peut fonctionner comme un radar mono statique.
- Il est également possible de faire fonctionner le *P410* comme un système hybride qui est à la fois un système de localisation et un capteur radar.
- Il opère dans la bande de fréquences 3,1 – 5,3 GHz, avec une fréquence centrale de 4,3 GHz conforme aux masques de la FCC mais le *P410 MRM* n'utilise pas toute cette bande mais une largeur de bande de 1 GHz avec une fréquence centrale de 4 GHz.
- Il fournit des mesures de distance sans fil en mode *peer-to-peer* avec environ 2 cm de précision en présence de forts trajets multiples et dans des environnements hautement réfléchissants.

### 2.6.2 Les systèmes de localisation ULB de *Ubisense*

Le système de localisation qu'offre *Ubisense* est un système de localisation temps réel ULB composé de capteurs (récepteurs) et d'un tag (émetteur) (voir figure 2.24). *Ubisense* a mis sur le marché deux différentes séries de capteurs ULB et cinq différentes catégories de tag [74]. La catégorie de *Series 9000 IP*, conforme à la réglementation Coréenne, est destinée aux applications industrielles [92]. L'autre catégorie regroupe les *series 7000 IP* et est conforme aux masques de la FCC part 15, de l'Europe, de Singapour, Canada et Chine [91]. Chacune des séries est constituée d'un réseau d'antennes et de récepteur ULB. Le système de localisation ULB *Ubisense* est capable de mesurer à la fois l'angle d'arrivée (AOA) et la différence de temps d'arrivée (TDOA) des impulsions ULB émises par les tags, lui permettant de générer des informations précises de *tracking* 3D (15 cm en fonction de la configuration du système et de l'environnement). Les bandes de fréquence utilisées sont 6 – 8 GHz et 8,5 – 9,5 GHz par les *series 7000 IP* et *series 9000 IP*, respectivement.



(a) Capteur ULB de Ubisense.

(b) Tag ULB de Ubisense.



(c) Unité de synchronisation des capteurs de Ubisense.

---

FIGURE 2.24 – Système de localisation RTLS ULB de Ubisense.

### 2.6.3 Le système de localisation ULB *Saphir DART*

Le système Saphir DART (*Digital Active Real-Time Tracking*) est constitué de trois éléments principaux [80] :

- Un système central de traitement (voir figure 2.25c) : *processing Hug* (H651-PC4-8HS). Il abrite un processeur mono-carte qui interprète les données envoyées par les récepteurs, et génère l'identité et l'emplacement de chaque tag d'une zone donnée. Les résultats sont disponibles via l'interface du hug du réseau LAN des ordinateurs des clients pour un traitement ultérieur et d'affichage. Le H651-PC4-8HS est alimenté sous une tension alternative entre 100-240 Volts. L'échange d'informations entre le système de traitement et les récepteurs se fait à l'aide d'un câble CAT5E.
- Quatre récepteurs (voir figure 2.25a) : (R651-HS). Ce type de récepteur ULB possède une fréquence centrale de 6,35 GHz. Ces quatre récepteurs peuvent être connectés directement à une connexion de port du *Hub* (avec les câbles CAT5E) ou reliés en chaîne à d'autres récepteurs. Chaque récepteur reçoit 48 V DC du récepteur précédent et passe les 48 V DC au prochain récepteur en ligne via le câble CAT5E. De même, chaque récepteur reçoit une horloge et des données bidirectionnelles du récepteur précédent (ou à partir du central de traitement, si c'est le premier récepteur en visibilité directe) et transmet celles-ci au prochain récepteur.
- Un tag ULB de référence (voir figure 2.25b) : (T651-1x1). Il ne transmet qu'aux récepteurs à l'aide des signaux ULB à la fréquence centrale de 6,35 GHz et avec un pic de puissance moyenne conforme au règlement de la FCC Part 15. C'est le premier système ULB mondial à avoir été certifié par la FCC. Il est alimenté par une batterie de 3 V avec une durée de vie d'environ 4.3 ans (une transmission par seconde).

Le système Saphir DART offre des précisions d'environ 30 cm avec une portée de transmission de 200 m en extérieur et de 50 m en intérieur.

### 2.6.4 Autres systèmes de localisation ULB

Un système de localisation 3-D pour les applications RADAR a été réalisé en laboratoire [103]. C'est un système statique et dynamique pour des applications courtes-portée. Il offre des précisions millimétriques (environ 6 mm) dans les environnements indoor à partir des études expérimentales. Ce système utilise un émetteur et au moins deux récepteurs en fonction du type de localisation envisagé (1-D, 2-D ou 3-D) [102].

Depuis la publication du standard IEEE 802.15.4a, certains industriels ont des projets de mise sur le marché d'autres systèmes de localisation ULB. C'est le cas de *Aetheware* qui a annoncé un système de localisation ULB avec de bonnes propriétés de pénétration



(a) Récepteur ULB de Saphir DART.



(b) Tag ULB de Saphir DART.



(c) Système de Traitement de Saphir.

FIGURE 2.25 – Système de localisation ULB de Saphir DART.

et permettant de couvrir une zone de la taille d'une ville (kilomètres) avec une précision centimétrique. D'autres travaux de recherche dans le domaine académique sont en cours pour proposer un système qui pourrait tirer le meilleur profit lié aux avantages de l'ULB pour la localisation. Les présents travaux en font partie.

## 2.7 Conclusion

Après avoir défini la notion de technologie ULB et apprécié quelques unes de ses particularités tant en communication qu'en localisation, nous avons présenté les techniques de transmission de cette technologie. En se basant sur les caractéristiques de l'ULB et des réglementations en vigueur, nous avons donné une vue générale de dimensionnement des signaux ULB. Cette étude nous a permis de montrer théoriquement que la technologie ULB permet de concevoir des systèmes de localisation très précis pour les courtes portées pour diverses applications. C'est sans aucun doute l'une des meilleures candidates dans le domaine de localisation.

Dans la dernière partie de ce chapitre, la présentation succincte de quelques systèmes existants, permet de retenir qu'il y a encore la nécessité de poursuivre les recherches pour proposer des systèmes de localisation ULB pour répondre aux besoins du marché. Les différents systèmes que nous avons présentés sont résumés dans le tableau 2.6.

L'autre voie qui n'est pas beaucoup explorée est celle des recherches sur les systèmes d'auto-localisation. Dans le prochain chapitre, nous allons caractériser le système de positionnement que nous envisageons de réaliser à partir des techniques de transmission ULB. Une étude comparative de différentes techniques de transmission sera faite pour choisir celles qui nous permet d'aboutir à un système de localisation ULB 3-D haute précision et à basse consommation d'énergie. Un autre point fondamental qui sera traité concerne l'algorithme de positionnement 3-D proposé qui permet de répondre aux exigences de minimisation du temps de calcul du système.

Nom du système	Métrique utilisée	Précision (cm) <sup>a</sup>	Remarques
PulsON 350	TOA & TDOA	30 ou 100	<i>outdoor</i> ou <i>indoor</i>
PulsON 410	Two-Way TOF & CRE	2	FCC part 15
Series 7000 IP	TDOA & AOA	15	6-8 GHz
Series 9000 IP	TDOA & AOA	15	8,5-9,5 GHz
<i>Saphir DART</i> ULB	TDOA	30	portée 200 m / 50 m $f_c = 6,5$ GHz

TABLE 2.6 – Récapitulatif de quelques systèmes de localisation ULB existants.

<sup>a</sup>. Ces précisions sont des précisions commerciales car elles varient selon la configuration du système et de l'environnement.

# Chapitre 3

## Conception d'un système de positionnement 3-D

### 3.1 Introduction

Dans les chapitres précédents nous avons mis en exergue les technologies existantes et les travaux de recherche industriels et académiques effectués pour répondre aux besoins croissants et précis en matière de localisation. Dans ce présent chapitre, nous allons nous atteler à la description du système 3-D que nous proposons. Il est constitué de deux grandes parties comme l'illustre la figure 3.1.

- Le système d'émission. C'est la partie du système consacrée à la conception des signaux de localisation. Dans cette partie, les techniques d'accès multiples mises en œuvre seront développées.
- Le système de réception. Il est constitué de deux sous-blocs : le sous-bloc d'extraction des paramètres de positionnement et le sous-bloc de calcul de la position. Le sous-bloc d'extraction des paramètres de position est le premier élément du bloc de réception après passage dans le canal. C'est l'une des phases importantes du système car l'efficacité de tout le système en dépend. La métrique de positionnement et une technique d'estimation de ses paramètres en présence de trajets multiples feront l'objet d'étude. Le second sous-bloc comprend principalement l'algorithme de positionnement. Cette unité de calcul doit être incorporée au système de réception. Il s'agira dans cette rubrique de présenter l'algorithme 3-D de positionnement qui permettra à l'objet mobile de retrouver ou d'identifier sa position.

Le canal de propagation envisagé est l'intérieur des bâtiments, tunnel, (...). Dans ce domaine, nous présenterons les différents canaux ULB indoor proposés par le standard *IEEE 802.15.4a*. Ces canaux serviront à la validation du système par simulation.

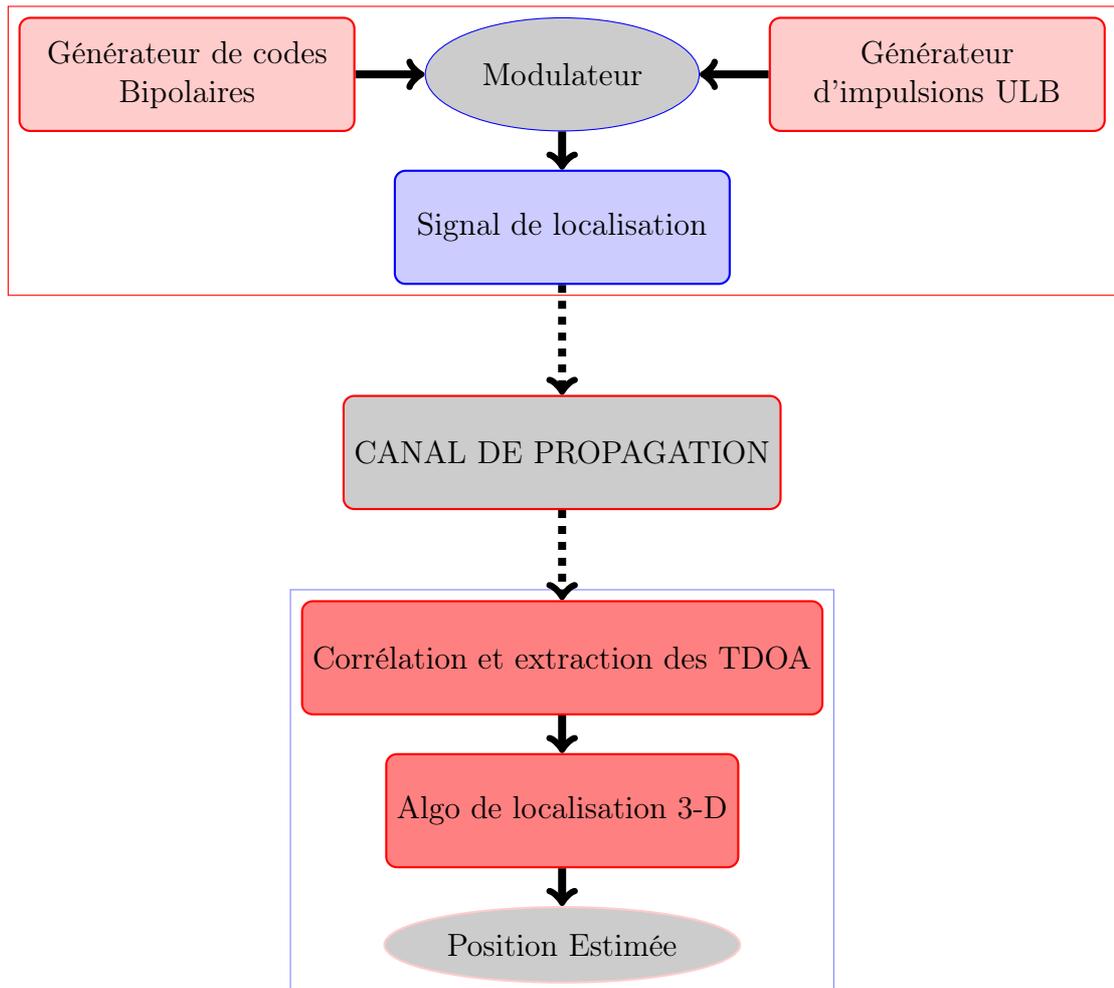


FIGURE 3.1 – L'architecture générale du système de localisation.

Ce chapitre est organisé comme suit. La section 3.2 traite le bloc émetteur en décrivant le dimensionnement des paramètres de l'impulsion transmise et des différentes techniques d'accès multiples utilisées pour concevoir le code de localisation. Quant à la section 3.3, elle s'intéresse à l'étude des canaux de propagation. La section 3.4 présente le bloc récepteur : on y présente la métrique temporelle utilisée ainsi que la méthode d'estimation du premier trajet dans un environnement riche en trajets multiples ; de même on décrira les algorithmes de positionnement et finalement préciser celui que nous développerons pour la localisation 3-D.

## 3.2 Le bloc émetteur

Le système d'émission est la partie consacrée à la conception des signaux de localisation. Nous allons faire le choix des paramètres du signal pour dimensionner l'impulsion, fixer la période de répétition des impulsions et développer des techniques d'accès multiples pour répondre au cahier de charges.

### 3.2.1 Paramètres du signal de positionnement

Le choix de la période de répétition ( $T_f$ ) des impulsions, la durée du signal ( $T = N_f T_f$ ), la longueur du code de localisation et la technique de codage des impulsions sont des paramètres importants qu'il faut prendre en compte lors de la conception du signal de transmission [34, 77].

#### 3.2.1.1 Dimensionnement des paramètres de l'impulsion

Le chapitre précédent a montré les limites des puissances d'émission des systèmes ULB mais aussi la possibilité de concevoir des impulsions qui répondent à ces limites en jouant sur certains paramètres. Étant donné qu'il est difficile de réaliser des impulsions de la dimension souhaitée pour couvrir toute la bande de fréquence utilisable sans licence, nous allons fixer la largeur de l'impulsion à une valeur optimale et une durée de répétition permettant un bon rapport cyclique. Nous avons également montré que la cinquième dérivée de Gauss a de bonnes performances quant au respect des limites de puissance d'émission. C'est la raison pour laquelle nous utiliserons cette impulsion dans les études de ce chapitre. Le générateur d'impulsions qui sera utilisé dans la phase expérimentale a une fréquence d'échantillonnage maximale de 20 Giga échantillons par seconde (Géch/s) avec une largeur de bande de 3 GHz. De ce fait, la largeur de l'impulsion est fixée en fonction de cette contrainte technique. Les expressions temporelle et fréquentielle de

l'impulsion sont données par les équations 3.1a et 3.1b :

$$g_5(t) = \frac{A_5}{\sigma^6} \cdot \left( \frac{t^5}{\sigma^5} - 10 \frac{t^3}{\sigma^3} + 15 \frac{t}{\sigma} \right) \cdot \exp \left( -\frac{t^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.1a)$$

$$G_n(f) = A_5 (j2\pi f)^5 \exp \left( -\left( \frac{2\pi f \sigma}{2} \right)^2 \right) \quad (3.1b)$$

Pour avoir une limite de précision de 10 *cm*, une largeur de bande à  $-3$  *dB* de 2,5 *GHz* et une DSP inférieure à  $-41,3$  *dBm/MHz* dans la bande de fréquences de 1,61 – 10,6 *GHz*, il faut que la valeur de  $\sigma$  soit inférieure à 0,11 *ns*. Nous avons donc fixé la durée de l'impulsion à  $T_g = 0,93$  *ns* soit  $\sigma = 0,105$  *ns*. Les figures 3.2a et 3.2b sont les représentations temporelles, spectrales et la limite de précision respectives pour ces différentes conditions.

### 3.2.1.2 La période de répétition des impulsions

Après le choix de la largeur de l'impulsion, nous allons faire une autre étude sur le choix de la période de répétition ( $T_f$ ) de l'impulsion. Une impulsion avec une durée de répétition de  $T_f$  permet de construire un signal de durée ( $T = N_f T_f$ ).

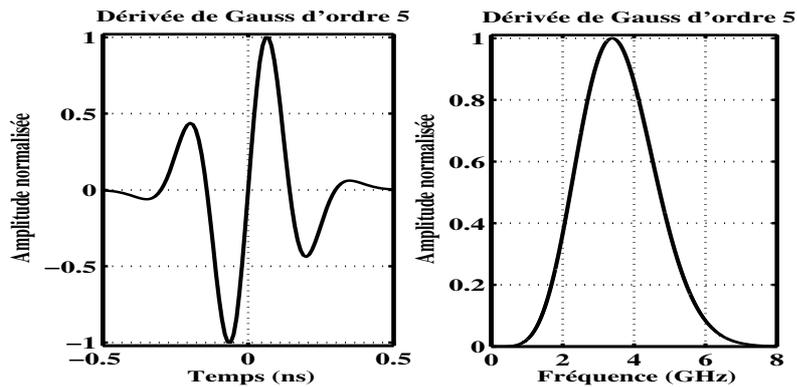
Soit  $s(t)$  le signal transmis dont l'expression générale est décrite par l'équation (3.2).

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n g(t - nT_f). \quad (3.2)$$

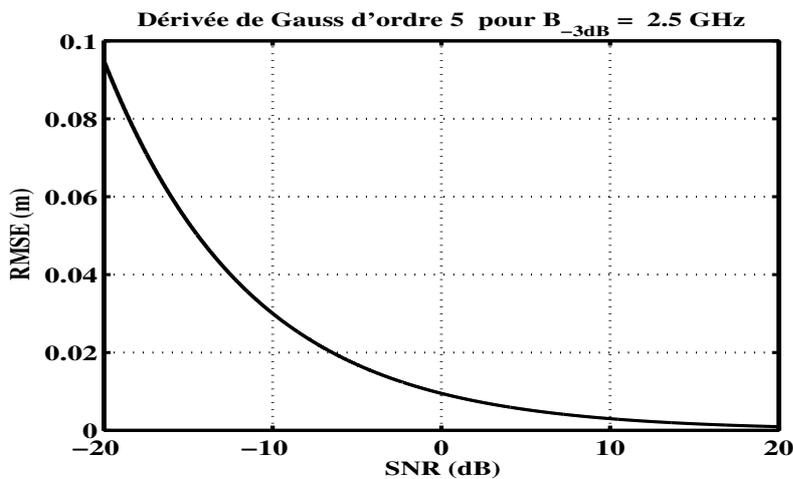
$I_n$  représente une séquence cyclique stationnaire de moyenne  $\mu_i$ , de variance  $\xi_i$  et de période  $T_f$ . Il a été établi dans [68, p. 204-207] que la densité spectrale de puissance moyenne d'un tel signal est de la forme (3.3) :

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{\xi_i^2}{T_f} |G(f)|^2 + \frac{\mu_i^2}{T_f^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left| G\left(\frac{m}{T_f}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T_f}\right). \quad (3.3)$$

$G(f)$  est la transformée de Fourier de l'impulsion  $g(t)$  et  $\delta(f)$  est la fonction de distribution Dirac. De cette expression, on remarque que la DSP du signal a une composante continue et une composante discrète. Le premier terme est la composante continue. Elle est proportionnelle à  $\xi_i^2 |G(f)|^2$  et inversement proportionnelle à la période de répétition  $T_f$  de  $g(t)$ . Quant au second terme, il représente la composante discrète de la DSP du signal. Elle est proportionnelle à  $\frac{\mu_i^2}{T_f^2} |G(f)|^2$  et apparaît à des fréquences qui sont des multiples de  $1/T_f$ . Par conséquent, la DSP du signal est constituée de fortes raies ; ce qui pourrait entraîner une violation des limites des puissances d'émissions autorisées à ces



(a) Représentations temporelle et fréquentielle de la dérivée de Gauss d'ordre 5 pour  $\sigma = 0,105$  ns.



(b) Limite de précision de la dérivée de Gauss d'ordre 5 pour  $\sigma = 0,105$  ns.

FIGURE 3.2 – Les représentations temporelle, fréquentielle et de la limite de précision de la cinquième dérivée de Gauss. La valeur de  $\sigma = 0,105$  ns, la plus grande précision est de 10 cm pour une largeur de bande à  $-3$  dB de 2,5 GHz.

fréquences. Pour supprimer ces composantes discrètes, il faut donc utiliser des séquences aléatoires périodiques de moyenne nulle ( $\mu_i = 0$ ).

De ce fait, nous admettons dans la suite de cette étude que la séquence  $I_n$  est une séquence aléatoire de moyenne nulle et de variance  $\xi_i = 1$  telle que  $I_n \in \{+1, -1\}$ . Cette séquence n'est pas porteuse d'informations, par contre elle est utilisée dans le but d'améliorer les propriétés spectrales du signal. Ainsi, l'équation (3.3) devient (3.4) :

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{|G(f)|^2}{T_f}. \quad (3.4)$$

Supposons que la DSP maximale des signaux ULB est la limite -41.3 dBm/MHz imposée et que la DSP moyenne du signal ULB est très proche de cette limite dans la bande B MHz. On en déduit l'énergie maximale de l'impulsion par (3.5)<sup>1</sup> :

$$E = B T_f 10^{-7.13} \text{ (en J)}. \quad (3.5)$$

Si le code de localisation du système est composé de  $N_f$  impulsions, alors le temps d'estimation de la position est supérieur ou égal à  $N_f T_f$ . Pour établir le rapport entre la durée d'estimation et la précision, nous considérons l'équation de la limite des précisions des systèmes de mesure (2.43), qui a été établie à la page 78. Cette équation indique que cette limite est inversement à la racine carrée du SNR pour un seul trajet dans canal AWGN où le  $SNR = \frac{N_f E}{N_0}$ . En remplaçant  $E$  par son expression de (3.5), on aboutit à :

$$SNR = \frac{B 10^{-7.13}}{N_0} N_f T_f. \quad (3.6)$$

Cette dernière relation montre bien que le SNR croît proportionnellement à  $N_f T_f$ . Si on substitue cette expression du SNR dans l'équation (2.43), on obtient : (3.7) :

$$RMSE \geq \frac{c}{2\sqrt{2} \pi \beta \sqrt{\frac{B 10^{-7.13}}{N_0} N_f T_f}}. \quad (3.7)$$

Cette équation montre que la précision de mesure s'améliore pour un temps de mesure croissant. Par conséquent, un long temps de calcul résulte en une meilleure précision de mesure.

Un autre paramètre à prendre en compte est la période de répétition des impulsions. Elle permet d'éviter le chevauchement entre les impulsions mais aussi de distinguer les pics de corrélation des différents trajets multiples. Dans le standard IEEE 802.15.4a, trois valeurs de fréquence de répétition ont été retenues à savoir  $\{7, 8; 31, 2; 124, 8\}$  MHz [42]. Nous avons fixé la durée maximale de répétition de l'impulsion à  $T_f = 125$  ns, soit une fréquence de répétition minimale de 8 MHz.

1.  $DSP = 10 \log(\frac{E}{BT}) + 30$  (dBm/MHz) avec B en MHz, T en secondes et E en Joules.

### 3.2.2 Étude des techniques de codage pour l'accès multiple

Après l'étude relative au choix de la durée du signal et de la période de répétition des impulsions, nous allons analyser les techniques d'accès-multiples. Nous avons présenté les deux techniques d'accès multiples qui sont couramment utilisées en ULB dans les sections 2.4.4.1 et 2.4.4.2 du chapitre 2 aux pages 73 - 75. Ces techniques telles que décrites s'appliquent en général au signal de communication où différentes données sont transmises. Or, dans le cadre de la localisation, un seul bit d'information est nécessaire, on n'a pas nécessairement besoin de transmettre plusieurs bits de données. Ce qui permet de simplifier les expressions mathématiques de ces techniques.

Les séquences pseudo-aléatoires doivent aussi avoir de bonnes propriétés de corrélation. En effet, pour le système de positionnement 3-D envisagé, il faut obligatoirement au moins quatre émetteurs (les stations émettrices) et un récepteur (le mobile) pour faire fonctionner le système quelque soit la technique d'accès multiple utilisée. Étant donné qu'en 3-D la position d'un objet est caractérisée par ses trois composantes spatiales  $x$ ,  $y$  et  $z$ , l'usage des techniques d'accès multiples s'avère indispensable. Les codes de localisation doivent être donc orthogonaux pour permettre au récepteur de différencier les signaux provenant des différentes stations de base. Nous allons donc expliciter dans ce qui suit les différentes méthodes d'accès multiple que nous avons testées.

#### 3.2.2.1 Technique des codes bipolaires orthogonaux

Nous avons montré dans la section 3.2.1.2 que l'utilisation de codes pseudo-aléatoires de moyenne nulle, permet d'améliorer les propriétés spectrales du signal. Nous allons donc présenter quelques codes pseudo-aléatoires qui, non seulement satisfont à cette propriété, mais sont également quasi-orthogonaux.

En effet, dans un système multi-utilisateurs CDMA, chaque usager doit posséder un unique code PN. Cela oblige le récepteur à connaître le code associé à chaque usager. Il peut ainsi distinguer les informations envoyées par les différents utilisateurs du système.

La génération de ces codes PN se fait pour la plupart à l'aide de registres à décalage (*Shift Registers*) composés de bascules D. Les séquences générées par un tel registre à décalage dépendent du nombre de registres, des positions rétroactives et des valeurs initiales des registres.

#### Séquences à longueur maximale : (*m-sequences*)

Le polynôme caractéristique (ou polynôme générateur) de la séquence permet d'identifier les positions rétroactives. Pour un nombre  $n$  de bascules, on a plusieurs polynômes caractéristiques, mais lorsque ce polynôme caractéristique, est un polynôme primitif et que son état initial est non nul, alors la séquence construite est dite séquence à longueur maximale (*Maximum Length Shift-Register Sequences*, MLSR ou *m-sequences*). Une liste

de quelques représentations en octal de ces polynômes générateurs est donnée dans le tableau 3.1 pour  $2 \leq n \leq 10$ . Pour générer des séquences de complexité supérieure à

Degré du polynôme ( $n$ )	Représentation en base octale du polynôme générateur
2	[7]
3	[13]
4	[23]
5	[45], [73],[67]
6	[103], [147], [155]
7	[211], [203], [235], [367], [277], [325],[203], [313], [345]
8	[435], [551], [747], [453],[545], [537], [703], [543]
9	[1021], [1131], [1461], [1423], [1055], [1167], [1541], [1333], [1605] [1751], [1743], [1617], [1553], [1157]
10	[2011], [[2415], [3771], [2157], [3515], [2773], [2033], [2443], [2461] [3023], [3543], [2745], [2431], [3177]

TABLE 3.1 – Tableau des polynômes primitifs permettant de générer des séquences à longueur maximale.

dix, il faut consulter [63, chapitre 3]. Les représentations en base octal de ces polynômes correspondent aux positions de rétroaction des registres. Toutes ces représentations ont leur réciproque et le degré des polynômes de ce tableau est décroissant de la droite vers la gauche. Pour la détermination de ces réciproques, il faut se référer à l'annexe de [64].

Une séquence à longueur maximale est périodique de période (ou longueur)  $L = 2^n - 1$  où  $n$  est le nombre de registres à décalages (ou niveau de complexité de la séquence). Le nombre de  $m$ -sequences qu'on peut générer à partir d'un polynôme primitif d'ordre  $n$  est donné par  $\lambda(n) = \frac{\phi(L)}{n}$ , où  $\phi(L)$  est le nombre d'entiers plus petit que  $L$  et qui sont premiers avec  $L$  (se référer à l'annexe de [64]). Chaque période de la séquence contient  $2^{n-1}$  uns ("1") et  $2^{n-1} - 1$  zéros ("0") [53]. Ainsi, la probabilité que, la sortie du registre à décalage à chaque coup d'horloge soit à "1" ou à "0", tend vers 0,5 lorsque la période  $L$  de la séquence est grande. Les probabilités des deux états "1" et "0" sont données par les expressions (3.8a) et (3.8b), respectivement :

$$P_1 = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{L} \right) \quad (3.8a)$$

$$P_0 = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{L} \right). \quad (3.8b)$$

Pour obtenir une séquence bipolaire  $(b_i)$  à partir de cette séquence unipolaire  $(a_i)$ , nous transformons la séquence unipolaire telle que  $b_i = 2a_i - 1$ . En conséquence, pour  $a_i = 1$  on aura un "1" et lorsque  $a_i = 0$  on aura un "-1". Ainsi, la moyenne d'une telle séquence tend vers zéro pour des grandes valeurs de  $L$ . Ces séquences possèdent également de bonnes propriétés d'auto-corrélation. Leur fonction d'auto-corrélation n'ont que deux valeurs telles que décrites par l'expression (3.9).

$$\phi(j) = \begin{cases} L & \text{si } j = 0, \\ -1 & \text{si } 1 \leq j \leq L - 1. \end{cases} \quad (3.9)$$

De cette relation, on remarque que le rapport des amplitudes des lobes secondaires par rapport au lobe principal ( $\frac{\phi(j)}{\phi(0)} = \frac{-1}{L}$ ) de la fonction d'auto-corrélation décroît très vite pour des grandes valeurs de  $L$ . En ce qui concerne les valeurs d'inter-corrélation, il n'y a pas d'expression mathématique permettant de les modéliser. Le tableau 3.2 énumère l'amplitude maximale (en valeur absolue) d'inter-corrélation ( $\phi_{max}$ )<sup>2</sup> de certaines *m-sequences* et le nombre de *m-sequences* de période  $L = 2^n - 1$  qu'on peut construire pour  $3 \leq n \leq 12$ . On remarque que pour une valeur de  $n$  donnée, on a un nombre limité de *m-séquences* et la période  $L$  croît rapidement en fonction de  $n$ . On constate également que, pour plusieurs séquences, l'amplitude maximale ( $\phi_{max}$ ) d'inter-corrélation a un pourcentage élevé de la valeur maximale d'auto-corrélation. De ce point de vue, les *m-sequences* sont idéales lorsque l'application envisagée exige de bonnes propriétés d'auto-corrélation mais par contre ne conviennent pas à l'application visée où les valeurs d'inter-corrélation doivent être les plus faibles possible.

### Séquences de Gold

De fait, il faut des séquences avec non seulement de bonnes propriétés d'auto-corrélation mais également avec de bonnes propriétés d'inter-corrélation. Des codes qui répondent à ces critères sont les codes de Gold proposés par GOLD [38]. Ces codes sont générés à partir d'une paire de *m-sequences* appelée paire de séquences préférentielles. La fonction d'inter-corrélation de la paire de séquences préférentielles de période  $L$  a trois valeurs  $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$  avec :

$$t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & \text{si } n \text{ est impair,} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & \text{si } n \text{ est pair.} \end{cases} \quad (3.10)$$

Par exemple, si  $n = 5$  alors  $t(5) = 9$  et les trois valeurs possibles de la fonction d'inter-corrélation périodique sont  $\{-1, -9, 7\}$ . La valeur maximale de la fonction d'inter-corrélation d'une paire de séquences préférentielles de période 31 est égale à 9, alors

---

2.  $\phi_{max}$  est la valeur maximale de la fonction d'auto-corrélation  $\phi(j)$  pour un nombre  $n$  de registre donné.

Nombre de registres (n)	Période	m-séquences			Codes de Gold		
	$L = 2^n - 1$	$\lambda(n)$	$\phi_{max}$	$\phi_{max}/\phi(0)$	$N_g = 2^n + 1$	$t(n)$	$t(n)/\phi(0)$
3	7	2	5	0,71	9	5	0,71
4	15	2	9	0,60	17	9	0,60
5	31	6	11	0,35	33	9	0,29
6	63	6	23	0,36	65	17	0,27
7	127	18	41	0,32	129	17	0,13
8	255	16	95	0,37	257	33	0,13
9	511	48	113	0,22	513	33	0,06
10	1023	60	383	0,37	1025	65	0,06
11	2047	176	287	0,14	2049	65	0,03
12	4095	144	1407	0,34	4097	129	0,03

TABLE 3.2 – Tableau comparatif des m-séquences et des codes de Gold.

que la valeur maximale de la fonction d'inter-corrélation des 6 possibles *m-sequences* de période 31 est égale à 11 ( $\phi_{max} = 11$ ). En résumé, pour que deux *m-sequences* puissent être considérées comme deux séquences préférentielles il faut que leur fonction d'inter-corrélation vérifie la condition de l'équation (3.10).

A partir d'une paire de séquences préférentielles, soient  $a = [a_1 a_2 \dots a_L]$  et  $b = [b_1 b_2 \dots b_L]$ , on construit d'autres familles de séquences de période  $L = 2^n - 1$  en faisant la somme modulo-2 de  $a$  avec un décalage cyclique des  $L$  versions de  $b$  ou vice-versa. On obtient alors  $2^n - 1$  nouvelles séquences de période  $L$  qui n'appartiennent pas à la famille des *m-sequences*. En intégrant la paire de séquences préférentielles, on a finalement  $N_g = 2^n + 1$  séquences. Les  $N_g$  codes ainsi construits sont les codes de Gold.

On peut générer les mêmes nouvelles séquences en utilisant un registre à décalage constitué  $2n$  bascules en faisant la somme modulo-2 des positions de connexion du polynôme générateur  $p(x)$  tel que  $p(x) = p_1(x) \cdot p_2(x)$ , où  $p_1(x)$  et  $p_2(x)$  sont les polynômes générateurs de la paire de séquences préférentielles  $a$  et  $b$  [38]. Ici, la multiplication des deux polynômes est une multiplication modulo-2.

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus, parmi les  $N_g$  séquences de Gold, deux seulement appartiennent à la famille des *m-sequences*. De ce fait, la fonction d'auto-corrélation des  $2^n - 1$  nouvelles séquences n'a pas que deux valeurs mais quatre. En effet, en plus des deux valeurs  $-1$  et  $L$  d'auto-corrélation des *m-sequences*, nous avons les valeurs  $-t(n)$  et  $t(n) - 2$  d'inter-corrélation de la paire de séquences préférentielles. Il en découle que la plus grande valeur d'inter-corrélation de ces séquences de Gold est majorée par  $t(n)$  en valeur absolue. Quelques valeurs maximales d'auto-corrélation et d'inter-corrélation sont énumérées dans le tableau 3.2. Comme on peut le constater,

les valeurs maximales de la fonction d'inter-corrélation sont importantes lorsque  $n$  est un multiple de 4. C'est pourquoi, ces valeurs de  $n$  ne sont pas recommandées pour générer des séquences de Gold [38]. Par ailleurs, la valeur maximale d'inter-corrélation est meilleure pour tous les nombres  $n$  impairs par rapport à celle des  $n$  pairs.

Ainsi, cette sous-section a décrit la méthode de construction des codes pseudo-aléatoires pour que la DSP du signal obtenue soit proportionnelle à celle de l'impulsion transmise. Ces codes pseudo-aléatoires ont également de bonnes propriétés d'inter-corrélation ce qui leur confère la propriété de quasi-orthogonalité et conviennent pour l'application visée. Ainsi, la relation 3.2 du signal bipolaire transmis par la  $k^{eme}$  station est transformée en (3.12) comme suit :

$$p_{sym}^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i^{(k)} g(t - iT_f), \quad (3.11)$$

$$s^{(k)}(t) = \sum_{m=0}^{N_s-1} p_{sym}^{(k)}(t - mT_s). \quad (3.12)$$

$g(t)$  est la forme d'onde de l'impulsion ULB d'énergie unité.  $b^{(k)}$  représente la séquence de Gold de base de longueur  $L$  de la  $k^{ieme}$  station,  $p_{sym}^{(k)}(t)$  est la forme d'onde d'un symbole de durée  $T_s = N_f T_f$  et constitué de  $L$  impulsions.  $s^{(k)}(t)$  est le signal transmis par la  $k^{ieme}$  station de base composé de  $N_s$  symboles et de durée  $T = N_s T_s$ .

La même expression est utilisée comme signal de localisation (*préambule*) dans le modèle du standard IEEE 802.15.4a ; mais en lieu et place des codes bipolaires, ce sont des codes ternaires  $\{-1, 0, 1\}$  non orthogonaux qui ont été utilisés [76]. Ces codes ternaires ont de bonnes propriétés d'auto-corrélation et sont adaptés pour les récepteurs cohérents et les détecteurs d'énergie et sont également utilisés comme signal de synchronisation pour la détection des données de communication [15]. Du fait de leur non orthogonalité, ces codes ne sont pas adéquats pour notre système.

Dans le standard IEEE 802.15.4a,  $L \in \{31, 127\}$  et  $N_s \in \{16, 64, 1024, 4096\}$ . Il en découle que plus  $L$  et  $N_s$  sont grands, plus la précision de localisation est meilleure, par contre le débit du système de communication diminue. Donc pour un système doté des deux fonctions de localisation et de communication, il faut établir un compromis entre la précision de localisation et le débit de communication souhaité.

La figure (3.3) met en exergue les propriétés de la fonction d'auto-corrélation d'un code de localisation de longueur  $L = 31$  modulé par une impulsion ULB d'énergie unité. La séquence utilisée correspond à la troisième séquence de Gold de longueur 31 parmi les 33 générées à partir des polynômes générateurs de la paire de séquences préférentielles  $p_2(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$  et  $p_1(x) = x^5 + x^2 + 1$ . Sur cette figure, on remarque que le pic de corrélation est égal à 31. La position de ce pic est centrée en zéros car aucun retard n'a été ajouté au signal. Les autres valeurs de l'auto-corrélation correspondent

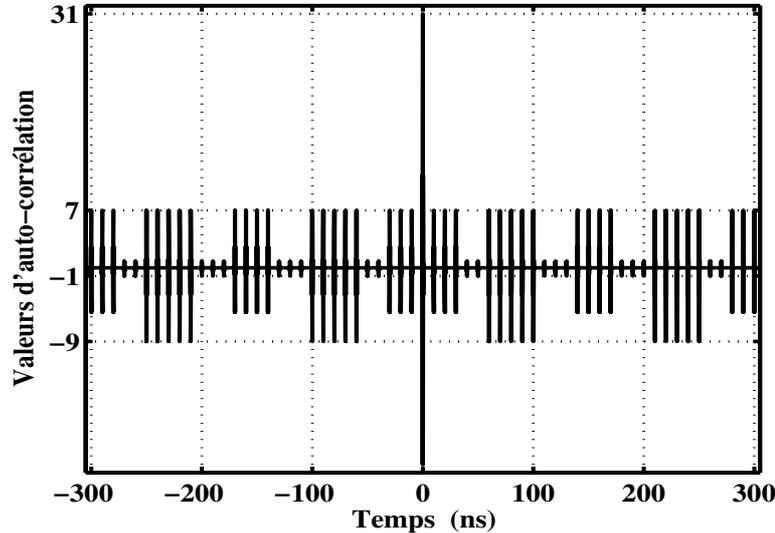


FIGURE 3.3 – Valeurs de la fonction d'auto-corrélation d'un code DS-CDMA bipolaire de localisation de longueur  $L = 31$  modulé par une impulsion ULB d'énergie unité.

aux trois valeurs 7,  $-1$  et  $-9$  de sa fonction d'inter-corrélation. Les résultats obtenus sont en conformité avec les valeurs prévues dans le tableau 3.2.

### 3.2.2.2 Technique du Time Hopping Bipolaire

La technique traditionnelle la plus étudiée dans la littérature en ULB comme méthode d'accès multiple est le Time Hopping (TH) unipolaire. Dans cette méthode toutes les impulsions ont la même polarité. L'utilisation de cette technique TH combinée avec la modulation PPM présente des raies spectrales. Ces raies spectrales sont réduites par l'utilisation des codes pseudo-aléatoires [57]. Ainsi, nous avons combiné les codes pseudo-aléatoires que nous avons présentés dans la section 3.2.2.1 avec le TH et comparé les mesures du TH bipolaire avec le DS antipodal. Ici encore, la génération des codes TH est aussi délicate que pour les codes pseudo-aléatoires. En effet, étant donné que le système envisagé est un système de positionnement, il faut construire des codes TH permettant à chaque station de base de transmettre une unique impulsion dans chaque *slot* de durée  $T_c$ . Ainsi, il faut que les codes TH des différentes stations émettrices soient également orthogonaux pour éviter toute collision à la réception. Une technique de génération de codes TH orthogonaux ayant de bonnes propriétés d'inter-corrélation a été proposée par IACOBUCCI et DI BENEDETTO dans [41]. Nous combinons cette méthode de génération des codes TH avec la modulation antipodale pour générer les codes TH bipolaires pour l'accès multiple. Cette technique est nommée simplement TH-CDMA dans la suite de

ce rapport.

Ainsi, les expressions décrites en 3.11 et 3.12 du signal émis par la  $k^{ieme}$  station de base deviennent dans le cas TH bipolaire, respectivement 3.13 et 3.14.

$$p_{sym}^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i^{(k)} g(t - iT_p - c_i^{(k)} T_c), \quad (3.13)$$

$$s^{(k)}(t) = \sum_{m=0}^{N_s-1} p_{sym}^{(k)}(t - mT_s). \quad (3.14)$$

$T_p = N_h \frac{T_f}{4} = N_h T_c$  est la durée de répétition d'une trame constituée de  $N_h$  slots, soit  $T_c = \frac{T_f}{4}$ . Au final, la durée de répétition  $T_c$  d'un slot doit être fixée de sorte que le rapport cyclique ( $T_g/T_c$ ) soit toujours inférieur à 10%. Le nombre  $N_h$  de slots dans  $T_p$  est également choisi de telle sorte que  $N_h \geq N$  avec  $N$  le nombre de stations émettrices. Cette dernière condition permet à chaque station de base d'émettre uniquement dans un slot afin d'éviter les collisions d'informations à la réception. Dans un soucis de simplification, nous considérons que  $N_c = N_h$  dans la suite de ce rapport.

La différence entre les expressions d'un code de localisation antipodal (3.14) et d'un code de localisation bipolaire TH (3.12), est que (3.14) intègre un code pseudo-aléatoire supplémentaire ( $c_j$ ) dans le signal. La construction de ces codes pseudo-aléatoires à sauts temporels TH ( $C$ ) fait l'objet de cette section.

Pour un nombre  $N_h$  donné, les codes TH sont obtenus par extraction de  $N_c$  valeurs comprises entre 0 et  $(N_h - 1)$ . Le  $j^{ieme}$  code TH ( $c_j^{(k)}$ ) de la  $k^{ieme}$  station émettrice qui a un code TH  $C^{(k)}$  tel que  $C^{(k)} = (c_0^{(k)}, c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_{N_c-1}^{(k)})$ , se construit de la manière suivante [41] :

$$c_j^{(k)} = [(k - j + 1) \bmod(N)], \quad (3.15)$$

avec  $NT_c < T_p$ . Cette technique permet de générer  $N$  codes orthogonaux de longueur  $N_c$ .

Nous avons testé cette technique en considérant le même code DS bipolaire de longueur  $L = 31$ ,  $N_h = 5$  et  $N_s = 1$ . Les valeurs des fonctions d'auto-corrélation du code bipolaire de localisation de longueur 31 modulé par une impulsion ULB d'énergie unité sont montrées sur la figure 3.4. Sur cette figure 3.4, le pic de la fonction d'auto-corrélation est aussi égal à 31, la période du code de localisation. La position de ce pic est centrée en zéro car aucun retard n'a été ajouté au signal. Hormis cette valeur du pic, il en existe d'autres dont la plus grande valeur de ces lobes secondaires est 9 en valeur absolue. Les valeurs de ces lobes secondaires sont légèrement supérieures à celles des codes bipolaires.

Pour comparer les propriétés d'inter-corrélation des deux techniques d'accès multiples, nous avons tracé les courbes normalisées des fonctions d'inter-corrélation. La

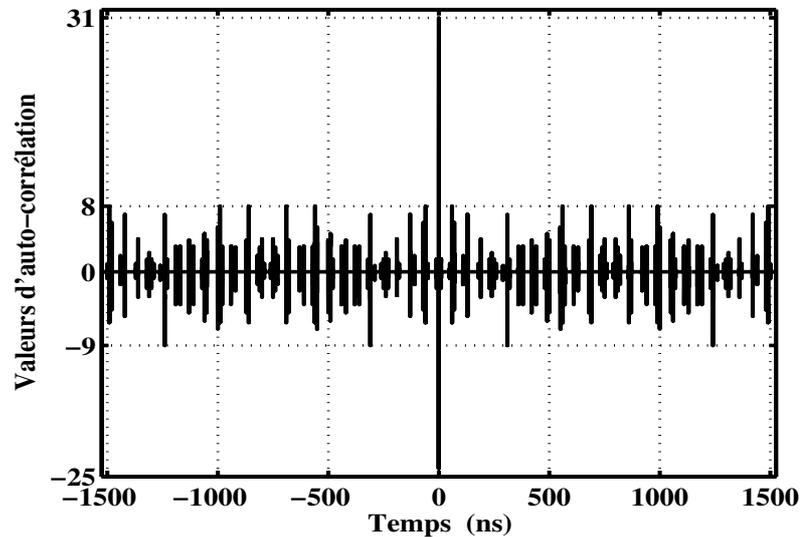
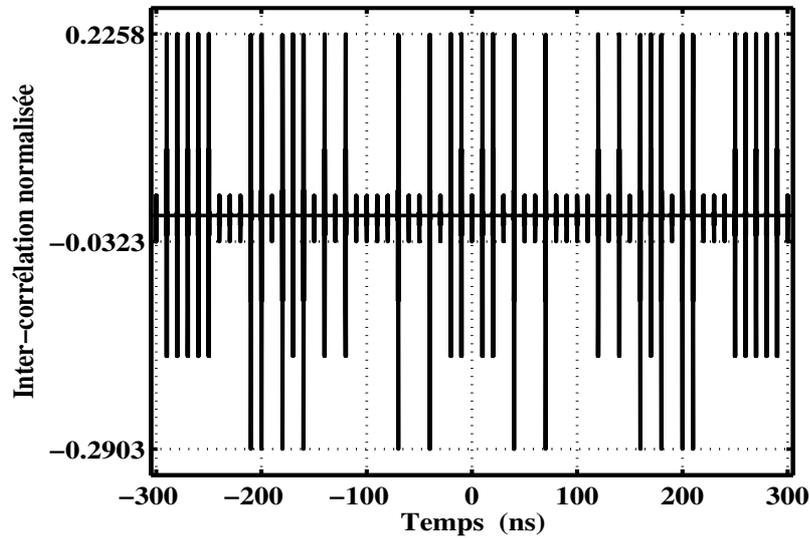


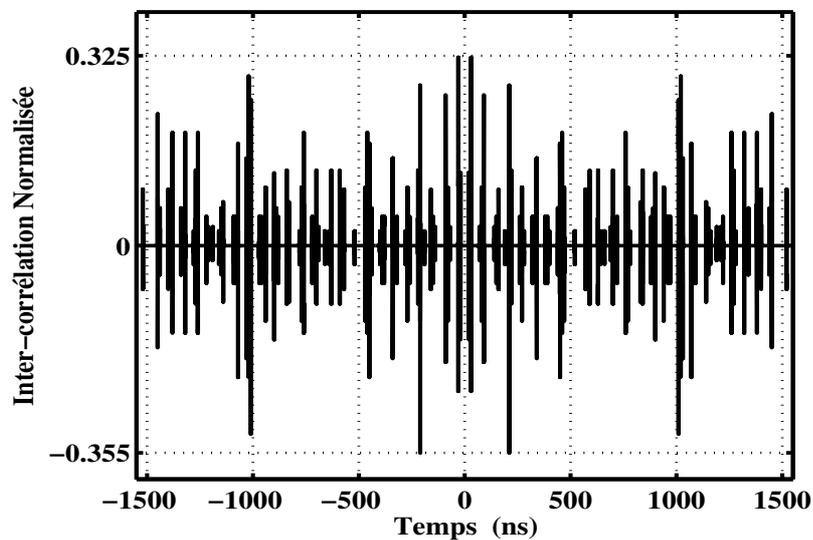
FIGURE 3.4 – Fonction d'auto-corrélation normalisée d'un code TH-CDMA bipolaire de localisation de longueur 31 modulé par une impulsion ULB d'énergie unité.

figure 3.5a est la fonction d'inter-corrélation normalisée du code DS bipolaire de longueur 31 et la figure 3.5b est celle du code TH bipolaire. Ces deux courbes normalisées ont été tracées en divisant les fonctions d'inter-corrélation par les valeurs maximales des fonctions d'auto-corrélation. Comme on peut le remarquer sur ces courbes, les codes pseudo-aléatoires bipolaires (DS-CDMA) ont de bonnes propriétés d'inter-corrélation par rapport au code TH bipolaire (TH-CDMA) et sont économes en temps. La combinaison du code bipolaire avec le code TH détériore donc les propriétés de corrélation du code bipolaire pris seul. En effet, pour une même période de répétition de l'impulsion et pour un nombre de chips égal à 5 ( $N_h = 5$ ), le signal TH bipolaire nécessite une durée d'émission  $N_h$  fois plus grande. Ce désavantage peut être un avantage en termes de localisation étant donné qu'un code de localisation plus long contribue à l'amélioration de la précision du système.

Ces sections ont présenté les méthodes utilisées pour la génération des codes de localisation pour répondre aux contraintes spectrales ULB. Avant la transmission de ces codes de localisation, nous allons décrire les canaux spécifiques des systèmes ULB du fait des caractéristiques de ces signaux ULB et des contraintes qui en découlent.



(a) Fonction d'inter-corrélation normalisée d'un code DS-SS bipolaire de localisation de longueur 31.



(b) Fonction d'inter-corrélation normalisée d'un code TH-SS bipolaire de localisation de longueur 31.

FIGURE 3.5 – Comparaison des propriétés d'inter-corrélation de codes de localisation DS bipolaire et TH bipolaire de longueur 31.

### 3.3 Les canaux de propagation IEEE 802.15.4a

#### 3.3.1 Définition canal de propagation

La définition adoptée ici est celle proposée dans [60]. Elle rend bien compte de la diversité des définitions du canal de propagation et relève la différence entre canal de propagation et canal de transmission. Par définition, un système de transmission radio-électrique permet de transformer un signal électrique émis  $e(t)$  en un signal électrique reçu  $s(t)$  par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation quant à lui, correspond au système qui fait passer du signal  $e(t)$  au signal  $s(t)$  et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. A ce stade, il convient de faire la distinction entre le canal de propagation, qui représente les transformations des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, et le canal de transmission, qui inclut également le diagramme de rayonnement des antennes utilisées. Selon les auteurs, le canal de transmission est parfois assimilé au canal de propagation, mais cette distinction prend toute son importance lors de l'analyse de canaux à entrées et sorties multiples. L'étude des antennes dans le cas spécifique de l'ULB peut constituer un ouvrage entier du fait de la grande largeur des bandes de transmission.

Plusieurs appels à contribution auprès d'industriels et d'universitaires ont été faits par le groupe de travail *IEEE.802.15.4* pour fournir un canal approprié pour tester les différentes propositions des systèmes ULB. Deux modèles statistiques ont ainsi été définis, l'un pour les applications courte portée, haut débit en intérieur (modèle *IEEE 802.15.3a*, [56]) et l'autre pour les applications à plus longue portée, bas débit en intérieur et extérieur (modèle *IEEE 802.15.4a*). Parmi ces deux modèles proposés, c'est le modèle *IEEE.802.15.4a* qui sera présenté dans ce rapport.

#### 3.3.2 Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.4a

Les signaux ULB se comportent différemment des signaux à bandes étroites dans un milieu de propagation *indoor*. La durée très brève, de l'ordre de la nanoseconde, explique la plupart de ses particularités. Dans un milieu *indoor*, les nombreux trajets souvent observés s'expliquent par un grand nombre de réflexions, diffractions, dûs à la présence d'obstacles tels que les mobiliers, les murs, (...). Certains travaux ont montré que les différents trajets arrivent au récepteur par groupes ou *cluster* (en anglais). Le modèle de canal qui décrit bien ce phénomène est le modèle proposé en 1987 par SALEH et VALENZUELA [79]. L'expression de sa réponse impulsionnelle discrète est représentée en général par (3.16) :

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{m=1}^{K_l} \alpha_{m,l}(t) \exp(j\theta_{m,l}) \delta(t - T_l - \tau_{m,l}), \quad (3.16)$$

où  $L_c$  est le nombre de *clusters*,  $K_l$  représente le nombre de rayons dans le  $l^{ieme}$  *cluster*, et  $T_l$  l'instant d'arrivée de ce  $l^{ieme}$  *cluster*. Les paramètres  $\alpha_{m,l}$ ,  $\theta_{m,l}$  et  $\tau_{m,l}$  représentent respectivement l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée associés au  $m^{ieme}$  rayon à l'intérieur du  $l^{ieme}$  *cluster*.

Le nombre  $L_c$  de *clusters*, le temps d'arrivée  $T_l$  du  $l^{ieme}$  *cluster* et le temps d'arrivée du  $m^{ieme}$  rayon dans le  $l^{ieme}$  *cluster* sont modélisés comme des variables aléatoires obéissant à la distribution de Poisson. Cette loi de distribution est ici caractérisée par le nombre moyen  $\bar{L}_c$  de *clusters*. Les *clusters* ont un taux d'arrivée  $\Lambda$  indépendant du *cluster* et les rayons dans un *cluster* ont aussi un taux d'arrivée  $\lambda$ . Des constantes de décroissance  $\Gamma$  et  $\gamma$  sont associées respectivement aux *clusters* et aux rayons. L'amplitude  $\alpha_{m,l}$  (valeur positive) décroît à la fois en fonction de l'instant d'arrivée  $T_l$  du *cluster* et de l'instant d'arrivée  $\tau_{m,l}$  du rayon dans le *cluster*. Enfin, la phase  $\theta_{m,l}$  de chaque rayon prend une unique valeur 0 ou  $\pi$ .

C'est sur ce modèle de SALEH et VALENZUELA décrit ci-dessus que se base le modèle *IEEE 802.15.4a* dont sont énoncées ci-dessous quelques unes des particularités de sa réponse impulsionnelle [56] :

- Le modèle ne tient pas compte de l'effet introduit par les antennes.
- Prise en compte de la loi  $f^{-2\kappa}$  associée à celle de  $d^{-\varepsilon}$  pour traduire l'atténuation de la puissance du signal (*pathloss*) en fonction de la fréquence et de la distance (avec  $\kappa$  et  $\varepsilon$  traduisant respectivement, les facteurs de décroissance en fréquence et en distance).
- L'effet *shadowing* est utilisé pour modéliser les variations lentes à grande échelle de la puissance moyenne du signal autour du *pathloss* tel que :

$$PL(d) = PL_0 + 10 \varepsilon \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + \Upsilon, \quad (3.17)$$

où  $\Upsilon$  est une variable aléatoire suivant une loi de distribution Gaussienne de moyenne nulle et d'écart type  $\sigma_{sh}$ .  $PL_0$  est le *pathloss* à  $d = 1$  m et  $f_c = 5$  GHz.

- La phase  $\theta_{m,l}$  de chaque rayon ne prend plus uniquement les valeurs 0 ou  $\pi$ , mais est uniformément distribuée entre 0 et  $2\pi$ .
- Il est supposé que l'instant d'arrivée du premier rayon dans chaque *cluster* est nul ( $\tau_{1,l} = 0$ ).
- L'arrivée des rayons suit une loi mixte composée de deux processus de Poisson avec une loi de probabilité mixte  $\beta_{mix}$  et deux taux d'arrivée des rayons dans un *cluster*  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ . Cette proposition a été faite en raison de la différence entre l'intérieur des environnements de type résidentiel et l'intérieur des environnements de type bureau.

- La constante de décroissance du temps ( $\gamma_l$ ) *intra-cluster* suit une loi linéaire par rapport au retard du *cluster* selon l'expression :

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0, \quad (3.18)$$

où  $k_\gamma$  est le coefficient d'augmentation de la constante de décroissance avec le retard.

- Enfin, l'utilisation de la loi de Nakagami pour modéliser les variations à petite échelle (*small-scale fading*) de l'amplitude des rayons.

Ce modèle couvre deux bandes de fréquences, à savoir la bande 100 à 1000 MHz pour les systèmes de communication en contact avec le corps humain (*Body Area Network*, BAN), et la bande de 2 à 10 GHz qui couvre cinq environnements différents. Pour cette dernière bande, neuf modèles de canaux ont été proposés pour couvrir les cinq domaines. Les canaux pour les environnements de type résidentiel LOS et NLOS (*CM1* et *CM2*), de type bureau LOS et NLOS (*CM3* et *CM4*), et de type industriel LOS et NLOS (*CM7* et *CM8*) seront utilisés car le système de localisation étudié vise un déploiement réel dans ces différents environnements.

Des campagnes de mesures ont été réalisées pour déterminer les valeurs des paramètres du modèle selon le type d'environnement. Les résultats des valeurs de ces paramètres sont regroupées dans le tableau 3.3 pour les différents canaux cités plus haut avec une fréquence centrale de 6 GHz ( $f_c = 6$  GHz). De plus amples informations sur les travaux ayant abouti à la détermination de ces paramètres, sont fournies en [56].

Ces différents canaux sont illustrés sur la figure 3.6. Chaque canal est constitué de 50 réponses impulsionnelles générées aléatoirement.

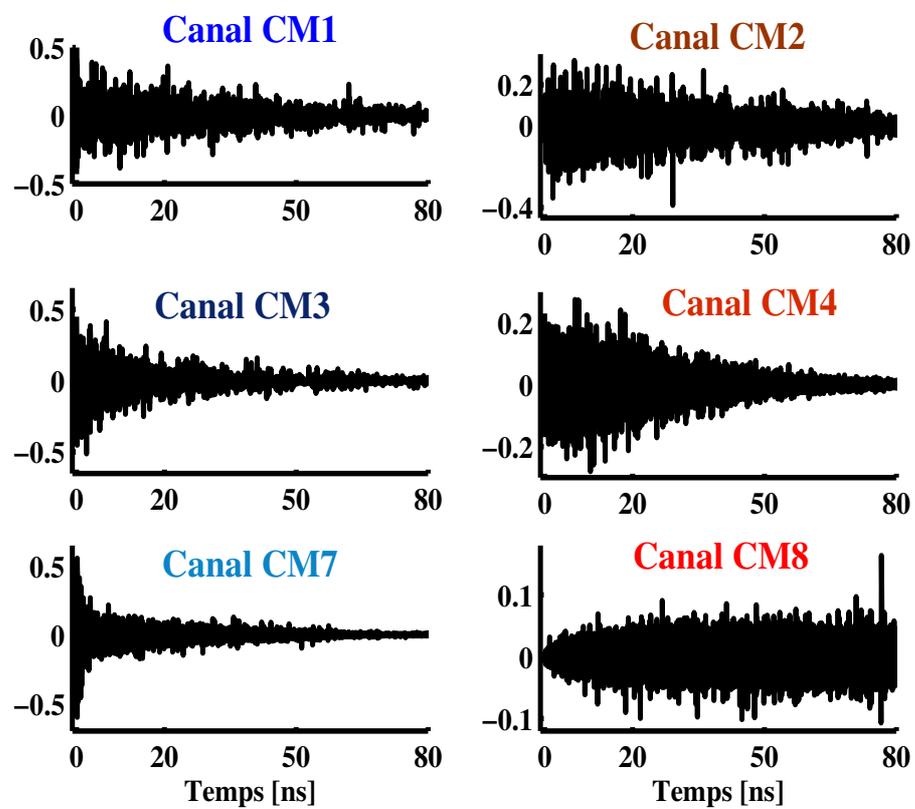
### 3.3.3 Autres paramètres du canal

En dehors des paramètres présentés dans le tableau 3.3 permettant de caractériser le profil de puissance des retards (*power delay profil*, (PDP)  $P(\tau) = |h(t)|^2$ ), il existe d'autres paramètres aussi importants. Parmi ces paramètres, on peut citer :

- le temps d'arrivée du premier trajet ou *time of the first arrival* ( $\tau_d$ ) (voir figure 3.7).
- La moyenne de la PDP ou *Mean Excess delay* ( $\tau_E$ ) et la variance de la PDP ou *Root Mean-Squared (RMS) delay spread* ( $\tau_{rms}$ ). Ces deux paramètres permettent d'avoir des informations sur le temps qu'il faut entre les impulsions pour éviter des interférences entre les impulsions de la même trame (*inter-frame interference*).
- Le retard maximal ou *maximum excess delay* ( $\tau_M$ ) : c'est le retard à partir duquel le niveau de puissance des trajets est inférieur au seuil de puissance fixée (-10 dB

Paramètres	Types d'environnement					
	Residentiel		Bureau		Industriel	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS
Bande (GHz)	2 – 10		2 - 8		2 - 8	
Portée (m)	7 - 20		3 - 28		2 - 8	
$PL_0$ (dB)	43,9	48,7	35,4	57,9	56,7	56,7
$\varepsilon$	1,79	4,58	1,63	3,07	1,2	2,15
$\kappa$	1,12±0,12	1,53±0,32	0,03	0,71	-1,103	-1,427
$\sigma_{sh}$	2,22	3,51	1,9	3,9	6 (dB)	6 (dB)
$\hat{L}_c$	3	3,5	5,4	1	4,75	1
$k_\gamma$	0	0	0	NA	0,926	NA
$\gamma_0$ (ns)	12,53	17,5	6,4	NA	0,651	NA
$\Lambda$ (1/ns)	0,047	0,12	0,016	NA	0,0709	NA
$\lambda_1$ (1/ns)	1,54	1,77	0,19	NA	NA	NA
$\lambda_2$ (1/ns)	0,15	0,15	2,97	NA	NA	NA
$\beta_{mix}$	0,0095	0,0045	0,0184	NA	NA	NA
$\Gamma$ (ns)	22,61	26,27	14,6	NA	13,47	NA

TABLE 3.3 – Paramètres des 6 canaux IEEE 802.15.4a *Indoor*.

FIGURE 3.6 – Les six canaux ULB *indoor* du standard *IEEE.802.15.4a*.

par exemple) par rapport à la puissance maximale (voir figure 3.7). Comme le RMS delay spread, le *maximum excess delay* donne des informations sur l'étalement des trajets du canal.

- Le retard entre le trajet direct (premier trajet à arriver au récepteur) et le trajet le plus fort ou *peak-to-lead delay* ( $\tau_{pld}$ ) (voir figure 3.7). Dans le cas où le premier trajet est le plus fort, on a  $\tau_{pld} = 0$ , c'est le cas idéal pour les métriques basées sur les estimations du temps d'arrivée (telles que la TOA ou la TDOA). Dans les canaux où le premier trajet n'est pas toujours le plus fort, le choix du retard correspondant au trajet le plus fort comme le retard du premier trajet conduit inévitablement à d'énormes erreurs de localisation. Dans de tels cas, une fois le retard du trajet fort déterminé, un algorithme de recherche arrière (*search-back*) peut être utilisé pour remonter au retard du premier trajet.

La figure 3.7 est une illustration de la problématique du trajet direct et du trajet fort quand ce dernier n'est pas le premier arrivé au récepteur.

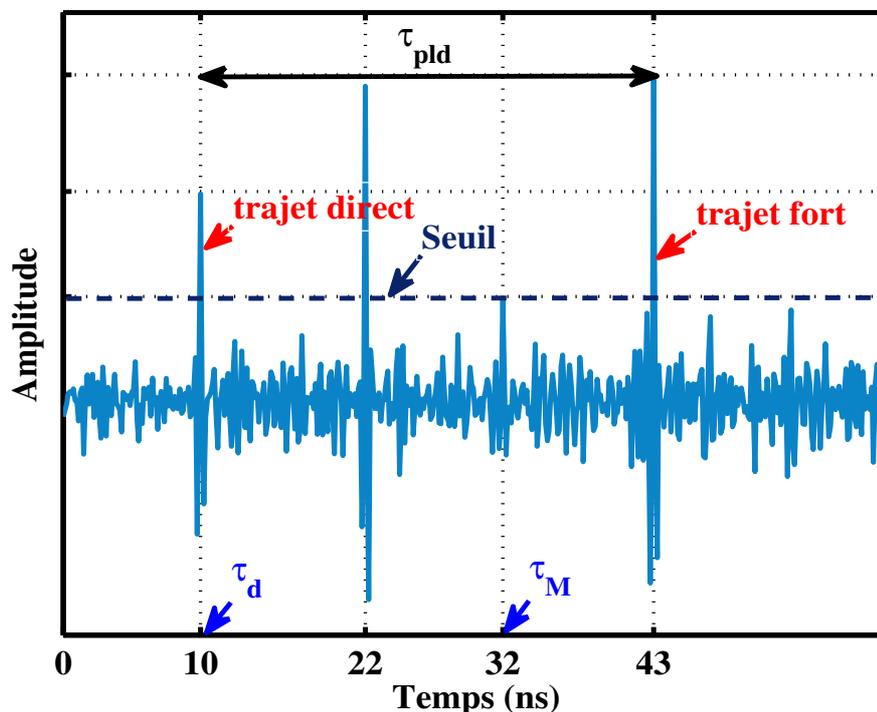


FIGURE 3.7 – Schéma explicatif de la problématique du trajet direct et du trajet fort.

### 3.4 Le bloc récepteur

C'est l'une des phases importantes du système car l'efficacité de tout le système en dépend. La métrique de détermination des paramètres de positionnement, la technique d'estimation du retard entre le premier trajet et le trajet le plus fort, et l'algorithme de positionnement permettant de déterminer la position effective du mobile sont les éléments constitutifs de ce bloc de réception. Notre système est un système d'auto-localisation, donc la réception des signaux se fera de manière simultanée (superposition des signaux provenant de toutes les stations de base). L'expression générale du signal reçu est décrite par l'équation 3.19.

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^N \alpha_d^{(k)} s^{(k)}(t - \tau_d^{(k)}) + \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^{L_p} \alpha_n^{(k)} s^{(k)}(t - \tau_n^{(k)}) + n_s(t). \quad (3.19)$$

Cette équation est composée de trajets directs ( $\alpha_d^{(k)}$  et  $\tau_d^{(k)}$ ,  $k = 1, \dots, N$ ), et d'autres trajets éventuels représentés par ( $\alpha_n^{(k)}$  et  $\tau_n^{(k)}$ ,  $k = 1, \dots, N$  et  $n = 1, \dots, L_p$ ) où  $L_p$  est le nombre total de multi-trajets et  $N$  le nombre de stations de base émettrices. Les retards des différents trajets sont tels que  $\tau_d^{(k)} < \tau_1^{(k)} < \tau_2^{(k)} < \dots < \tau_{L_p}^{(k)}$ . Le nombre de trajets multiples  $L_p$  est à priori inconnu. Le terme  $n_s(t)$  représente le bruit supposé Gaussien de moyenne nulle. Le terme  $s^{(k)}(t)$  représente ici la réponse impulsionnelle du canal du signal ULB transmis en l'absence de bruit et d'interférence selon une configuration donnée.  $s^{(k)}(t)$  est une copie du signal transmis, elle est différente du signal émis, puisqu'elle est déformée par les composantes radio fréquentielles et le canal. La construction de ce motif du signal transmis est appelé dans la littérature *template* ou signal de référence.

#### 3.4.1 Métrique temporelle basée sur la TDOA

Dans la plupart des systèmes, l'émetteur et le récepteur sont considérés comme synchrones. Pour le système étudié, les blocs émetteur et récepteur seront considérés comme asynchrones. Bien que les émetteurs et le récepteur ne soient pas synchrones, les émetteurs sont quant à eux supposés synchrones. Les deux techniques temporelles les plus utilisées pour faire du positionnement en ULB sont la TOA et la TDOA. Les limites de la technique basée sur la puissance du signal pour la localisation en indoor ont été faites dans [26, 62, 83]. Parmi les deux métriques temporelles, la seule métrique qui ne nécessite pas de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur est la technique de la différence des temps d'arrivée (TDOA) du signal.

Les systèmes de localisation basés sur la TDOA ne reposent pas sur des estimations de distance absolue entre des paires de stations de base. Ces systèmes utilisent généralement l'un des deux procédés suivants. Dans le premier procédé, un signal de référence est diffusé par l'objet mobile vers plusieurs stations de base qui partagent leur estimation

de TOA pour calculer les TDOA ; c'est le cas le plus répandu [10]. Dans le second schéma, plusieurs signaux sont diffusés à partir des stations de base fixes, synchronisées entre elles dont les positions sont connues, vers un objet mobile. C'est l'objet mobile dans ce cas qui mesure les différentes TDOA (technique utilisée par le GPS).

C'est sur ce dernier procédé que repose notre système. En effet, les stations de base, situées à des positions décrites par leurs coordonnées  $x_i$ ,  $y_i$  et  $z_i$  connues, vont transmettre de manière synchrone leurs signaux à l'objet mobile dont la position inconnue est caractérisée par ses coordonnées  $x$ ,  $y$  et  $z$ . Parmi toutes les stations émettrices, l'objet mobile va choisir une référence par rapport à laquelle les TDOA seront calculées. Le choix de la référence est étroitement lié à la réception du premier signal. En effet, c'est la station dont le signal est reçu en premier qui est considérée comme la station de référence.

Les deux méthodes possibles d'estimation des TDOA ont été présentées dans la section 1.3.1.4 du chapitre 1. En se basant sur l'une de ces méthodes, on remarque qu'avec  $N$  stations émettrices, on obtient  $(N - 1)$  TDOA. Par ailleurs, étant donné que nous visons une localisation 3-D, avec donc trois inconnues  $x$ ,  $y$  et  $z$  ; il s'en suit que le nombre de stations doit être supérieur ou égal à quatre ( $N \geq 4$ ). L'interprétation qui en découle, c'est que la position du récepteur (mobile) est l'intersection d'au moins trois hyperboloïdes dans le cadre de la localisation 3-D.

Bien avant la détermination réelle de la position du mobile, un grand challenge qui demeure est l'estimation avec la meilleure précision possible des premiers trajets et des possibles trajets multiples  $\tau_d^{(k)}$  et  $\tau_n^{(k)}$  respectifs de chaque émetteur. Comme on peut le constater, une mauvaise estimation de ces paramètres lorsque le trajet fort mesuré ne correspond pas au premier trajet, entraîne indéniablement des erreurs de positionnement. Dans la section qui suit, nous allons donc nous intéresser à une méthode descriptive de la recherche de ce premier trajet.

### 3.4.2 Algorithme de détection du premier trajet

Le premier trajet d'un canal riche en trajets multiples peut ne pas toujours correspondre au trajet le plus fort [96], alors que le récepteur à corrélation sur lequel est basé notre étude permet de déterminer les paramètres  $(\alpha_n^{(k)}$  et  $\tau_n^{(k)})$  du trajet le plus fort. Dans le modèle *IEEE 802 15.4a*, le premier trajet (ou trajet direct) est pris en compte si et seulement si sa puissance est supérieure ou égale au seuil des  $-10$  dB de la puissance maximale du trajet le plus fort. Il s'avère donc important de rechercher toujours le premier trajet quelque soit sa puissance. Il faut donc, dans ce cadre bien précis, mettre en œuvre des techniques robustes et efficaces permettant de remonter à ce premier trajet une fois le trajet fort déterminé.

Différentes études basées sur les techniques telles que le Maximum de Vraisemblance (*Maximum-Likelihood*, ML), *MUSIC* et *ESPRIT* ont été proposées pour estimer le temps d'arrivée. Du fait de leur très grande consommation d'énergie, les méthodes *MUSIC*

et *ESPRIT* ne sont pas adaptées pour un système à basse consommation d'énergie. En conséquence, nous allons nous intéresser à la technique basée sur la méthode du Maximum de Vraisemblance Généralisé (General Maximum-Likelihood (GML)).

La première étape, dans le processus de recherche du premier trajet, est la détection préalable des trajets multiples. Cette étape consiste à déterminer tous les trajets qui pourraient être considérés comme utiles c'est-à-dire des trajets dont la puissance dépasse un certain seuil. Les récepteurs les plus souvent utilisés dans de tels cas sont les récepteurs *rake*.

Soit (3.19) l'expression de chaque signal reçu constitué d'une seule impulsion. De ce fait, pour un canal composé de  $L_p$  trajets le signal  $s^{(k)}(t)$  reconstruit peut être modélisé comme suit :

$$\hat{s}^{(k)}(t) = \sum_{n=1}^{L_p} \hat{c}_n g(t - \hat{\tau}_n^{(k)}). \quad (3.20)$$

Les paramètres  $\hat{c}_n^{(k)}$  et  $\hat{\tau}_n^{(k)}$  sont des variables aléatoires telles que  $\hat{c}_n^{(k)} \in \mathbb{R}$  et  $\hat{\tau}_n^{(k)} \in \mathbb{R}^+$ . Le but final est de trouver les meilleures estimations  $\hat{c}_n^{(k)}$  et  $\hat{\tau}_n^{(k)}$  rendant  $\hat{s}(t)$  la meilleure approximation de  $s(t)$ . De manière générale, pour déterminer les  $L_p$  trajets, on peut échantillonner le signal reçu avec une période de largeur  $\Delta\tau$  secondes. Lorsque la puissance  $c_n^2$  du signal reçu du  $n^{eme}$  échantillon excède un seuil minimal du signal détectable, alors le trajet  $n$  d'amplitude  $|c_n^{(k)}|$  est associé au trajet de retard  $n\Delta\tau$ . C'est le principe d'un récepteur *rake*, qui utilise autant de "doigts" que de  $L_p$ , le nombre de trajets. Quand le nombre de trajets est supérieur à 5, le récepteur *rake* devient alors complexe. C'est pour pallier à cette contrainte que la technique basée sur le maximum de vraisemblance (*Maximum-Likelihood*, ML) a été proposée [96].

Cette méthode du détecteur du maximum de vraisemblance proposée par WIN et SCHOLTZ [96] pour les systèmes ULB est fondée sur l'hypothèse : le retard entre deux trajets multiples consécutifs doit toujours être supérieur à la largeur de l'impulsion de référence générée en réception et qui est utilisée lors de la corrélation telle que explicitée par la relation (3.21).

$$|\tau_i^{(k)} - \tau_{i+1}^{(k)}| > T_w. \quad (3.21)$$

Pour estimer l'instant d'arrivée du premier trajet, une méthode plus générale a été proposée par LEE et SCHOLTZ [51]. Cette méthode modifie le critère du maximum de vraisemblance en normalisant l'amplitude des différents trajets par celle du trajet fort ; en d'autres termes, les amplitudes et les retards de tous les trajets sont étudiés par rapport à celui du trajet fort d'amplitude  $\alpha_{max}^{(k)} > 0$ . Avec le récepteur à corrélation, le retard  $\tau_{max}^{(k)}$  correspond au pic de corrélation du trajet fort donc à  $\alpha_{max}^{(k)}$ . C'est le pic de corrélation du signal reçu  $r_s(t)$  par le signal de référence généré en réception qui est une

copie du signal  $s^{(k)}(t)$  émis. Nous désignons ce signal de référence par *template* dans la suite du document. Dans ce cas d'un signal à multi-impulsions, le *template* de chaque signal  $s^{(k)}(t)$  est constitué du  $k$ ième code pseudo-aléatoire de longueur  $L$  modulé par l'impulsion de référence de largeur  $T_w$ . Dans le cas de notre système, cette recherche du pic de corrélation doit être menée pour les  $N$  signaux émis. On obtient donc l'expression normalisée du signal reçu utilisée dans la recherche de chaque trajet direct par :

$$r_{norm}(t) = \frac{r_m(t + \tau_{pld}^{(k)})}{\alpha_{max}^{(k)}}. \quad (3.22)$$

Soit  $L_p$  le nombre de trajets multiples constituants le signal  $r^{(k)}(t)$  émanant de la base de station  $k$ . Pour l'étude, seuls les trajets utiles ont besoin d'être analysés pour chaque signal émis et sont ceux qui arriveraient avant le trajet fort. De ce fait, l'intervalle de recherche du retard du premier trajet (ou trajet direct) peut donc être réduit à l'intervalle constitué par le début de la réception et l'instant d'arrivée du trajet fort ( $t < \tau_{max}$ ). Il n'est donc pas nécessaire de considérer toute la durée d'observation ( $T_{obs} \geq N_s T_s$ ). Soit  $M_k$  tel que  $M_k \leq L_p$ , le nombre de ces trajets qui arriveraient avant le trajet fort. En tenant compte de toutes les considérations faites ci-dessus, on déduit des équations (3.19) et (3.22) l'expression du signal utile  $r_u(t)$  décrite par l'équation (3.23).

$$r_u(t) = \sum_{k=1}^N \rho_d^{(k)} s^{(k)}(t + \tau_{pld}^{(k)}) + \sum_{k=1}^N \sum_{j=1}^{M_k} \zeta_j^{(k)} s^{(k)}(t + \beta_j^{(k)}) + n(t) \quad (3.23)$$

où

$$\begin{cases} \tau_{pld}^{(k)} &= \tau_{max}^{(k)} - \tau_d^{(k)}, \quad \tau_{pld}^{(k)} \geq 0, \\ \rho_d^{(k)} &= \frac{\alpha_d^{(k)}}{\alpha_{max}^{(k)}}, \quad -1 < \rho_d^{(k)} \leq 1, \\ \beta_j^{(k)} &= \tau_{max}^{(k)} - \tau_j^{(k)}, \quad \tau_{pld}^{(k)} > \beta_1^{(k)} > \beta_2^{(k)} > \dots > \beta_{M_k}^{(k)}, \\ \zeta_j^{(k)} &= \frac{\alpha_j^{(k)}}{|\alpha_{max}^{(k)}|}, \quad -1 \leq \zeta_j^{(k)} \leq 1, \quad \forall j \leq M \leq L_p. \end{cases} \quad (3.24)$$

$\beta_j^{(k)}$  est la différence de retard entre le retard du trajet le plus fort et celui de chacun des trajets qui arriveraient avant ce trajet fort. Si ce dernier est le premier trajet c'est-à-dire  $M_k = 0$ , on a alors  $\tau_{pld}^{(k)} = 0$  et  $\rho_d^{(k)} = \pm 1$ , et le deuxième terme de l'équation (3.23) est ignoré. Dans le cas contraire où le premier trajet n'est pas le trajet fort,  $\beta_M^{(k)} = 0$  et  $\zeta_{M_k}^{(k)} = \pm 1$ . Le dernier terme  $n(t)$  de l'équation (3.23) représente le bruit supposé AWGN.

L'expression vectorielle de (3.23) peut se mettre sous la forme (3.25).

$$r_u = \sum_{k=1}^N \rho_d^{(k)} s_{\tau_{pld}^{(k)}}^{(k)} + \sum_{k=1}^N \sum_{j=1}^{M_k} \zeta_j^{(k)} s_{\beta_j^{(k)}}^{(k)} + n, \quad (3.25)$$

avec  $s_{\tau_{pld}}^{(k)}$ ,  $s_{\beta_j}^{(k)}$  et  $n$  les échantillons respectifs de  $s^{(k)}(t + \tau_{pld}^{(k)})$ ,  $s^{(k)}(t + \beta_j^{(k)})$  et  $n(t)$ . Par conséquent, étant donné que le vecteur  $n$  est supposé AWGN, l'estimation de  $\tau_{pld}^{(k)}$  par l'algorithme GML est obtenue à l'aide de (3.26).

$$\hat{\tau}_{pld}^{(k)} = \underbrace{\arg \min}_{\tau_{pld}^{(k)}} \left[ \underbrace{\arg \min}_{\rho_d^{(k)}, M_k, \zeta, \beta} \left\| r_u - \rho_d^{(k)} s_{\tau_{pld}}^{(k)} - \sum_{j=1}^{M_k} \zeta_j^{(k)} s_{\beta_j}^{(k)} \right\|^2 \right] \quad (3.26)$$

où  $\zeta = [\zeta_1^k, \dots, \zeta_{M_k}^k]$  et  $\beta = [\beta_1^k, \dots, \beta_M^k]$ . Résoudre cette équation nécessite  $2(M_k + 1)$  inconnues ce qui est complexe. Pour réduire cette complexité et déterminer  $\hat{\tau}_{pld}^{(k)}$ , deux paramètres seuils ont été définis [51] :

- Le seuil des amplitudes  $\theta_\rho$ . C'est le seuil minimal en amplitude que doit avoir un trajet pour qu'il soit considéré comme un trajet valide. Le premier trajet est cherché dans la zone où  $\rho = |\rho_d^{(k)}| \geq \theta_\rho$ . Lorsque cette condition n'est pas vérifiée, on s'intéresse au deuxième paramètre seuil.
- Le seuil pour limiter la zone de recherche des retards  $\theta_\delta$ . C'est l'écart entre le retard du trajet fort et le début de la réception. Cette condition quant à elle permet de prévenir la probabilité de fausse détection dans les zones où il n'y a que du bruit. De ce fait, l'intervalle considéré est réduit à  $[\tau_{max} - \theta_\delta ; \tau_{max}]$ .

Ces deux seuils ont été déterminés statistiquement suivant deux critères de probabilité [50]. Mais avant de présenter ces critères, nous allons rappeler brièvement les densités de probabilité conditionnelles de  $\tau_{pld}^{(k)}$  et  $\rho$ . Pour simplifier les notations, nous posons  $\tau_{pld}^{(k)} = \delta$  et  $P_0$  la probabilité pour que le trajet fort soit le premier trajet. Dans de tel cas, on a  $P_0 = P_r(\delta = 0) = P_r(\rho = 1)$ . Dans le cas contraire, on a :

$$\begin{aligned} f_\delta(\delta|\delta \neq 0) &= \frac{\exp(-(\delta/\sigma_\delta))}{\sigma_\delta}, & \delta > 0 \\ f_\rho(\rho|\rho \neq 1) &= \frac{\exp(-(\ln \rho - \mu_\rho)^2/2\sigma_\rho^2)}{2\pi Q(-\mu_\rho/\sigma_\rho) \sigma_\rho \rho} & 0 < \rho < 1, \end{aligned} \quad (3.27)$$

où la fonction  $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^x \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$  est utilisée pour normaliser  $f_\rho$ .  $f_\delta(\delta|\delta \neq 0)$  et  $f_\rho(\rho|\rho \neq 1)$  sont respectivement les densités de probabilité de  $\delta$  et  $\rho$  si le premier trajet n'est pas le plus fort. De ce fait, si le premier trajet n'est pas le plus fort, alors  $\delta \neq 0$  et  $\rho \neq 1$  et les valeurs de  $\sigma_\delta$ ,  $\sigma_\rho$  et  $\mu_\rho$  sont obtenues à partir de (3.27) et de  $(1 - P_0)$ .

Si on choisit un seuil  $\theta_\rho$  trop bas et une fenêtre de recherche de  $\theta_\delta$  trop grande, on augmente la probabilité que le niveau de corrélation recherché dépasse le seuil de  $\theta_\rho$ . En d'autres termes, on augmente la probabilité de fausse alarme. Par ailleurs, une valeur

de  $\theta_\delta$  trop petite ou un seuil  $\theta_\rho$  trop haut augmente la probabilité de la non détection du premier trajet. Il est donc important de trouver un compromis entre la probabilité de fausse alarme et la probabilité de non détection du premier trajet pour choisir les valeurs optimales de  $\theta_\delta$  et  $\theta_\rho$ .

Différentes possibilités ont été présentées pour le choix des seuils [50]. Parmi tous ces critères, nous rappelons succinctement celui lié à la probabilité d'erreur maximale. Les deux paramètres de seuil  $\theta_\rho$  et  $\theta_\delta$  optimaux sont ceux pour lesquels la somme de la probabilité de fausse alarme et de la probabilité de fausse détection est minimale. Face à la complexité des équations liant ces deux probabilités, un sous-critère a été émis et permet de déterminer de manière optimale les paramètres recherchés. Ce critère consiste à :

- déterminer le seuil  $\theta_\delta$  pour que la condition  $P_r(\delta > \theta_\delta) = \zeta_M^k$  soit vérifiée. En appliquant la fonction  $f_\delta$  de l'équation (3.27) à cette condition, on obtient  $\theta_\delta = \sigma_\delta \ln \frac{1 - P_0}{\zeta_M^k}$ .
- Et après, on détermine  $\theta_\rho$  pour que  $P_{FA} + P_M$  soit minimale.

Les probabilités de fausse alarme ( $P_{FA}$ ) et de la non détection du premier trajet ( $P_M$ ) ont été établies comme suit :

$$P_{FA} = 1 - (1 - P_0) \frac{\sigma_\delta \exp(-(\theta_\delta - T_w)/\sigma_\delta)}{\sigma_\delta - C \exp(B\theta_\rho \sqrt{SNR_p})} - \frac{P_0 \sigma_\delta - C \exp(B\theta_\rho \sqrt{SNR_p})}{\sigma_\delta - C \exp(B\theta_\rho \sqrt{SNR_p})} \exp \left[ -\frac{\theta_\delta - T_w}{C} \exp(-B\theta_\rho \sqrt{SNR_p}) \right] \quad (3.28)$$

$$P_M = (1 - P_0) \left[ 1 - (1 - \exp(-\theta_\delta/\sigma_\delta)) \left( 1 - \frac{Q\left(\frac{\ln \theta_\rho - \mu_\rho}{\sigma_\rho}\right)}{Q\left(\frac{-\mu_\rho}{\sigma_\rho}\right)} \right) \right]. \quad (3.29)$$

$B$  et  $C$  sont des constantes qui permettent de construire l'espérance mathématique de l'écart entre deux dépassements successifs du seuil  $\theta_\rho$ . Cette fonction est de la forme  $E(\lambda) = C \exp(B\lambda)$  et est estimée par simulation. Ces deux constantes dépendent de la structure de l'impulsion de référence et du signal transmis ( $s^{(k)}$ ) car le signal transmis détermine le nombre d'échantillons de bruit qui sont utilisés lors de la corrélation.  $SNR_p$  est le pic du rapport de la puissance du signal sur celle du bruit. Étant donné que le signal est normalisé par l'amplitude du trajet fort, on a  $SNR_p = 1/\sigma_N^2$  où  $\sigma_N^2$  est la variance du bruit.

Une fois les paramètres  $\theta_\rho$  et  $\theta_\delta$  estimés, l'algorithme de GML décrit dans [50] pour estimer  $\hat{\delta}$  est présenté ci-dessous :

1. Initialiser  $n = 1$ ,  $\omega_1 = 0$ , et  $\mu_{11} = 1$

2. Incrémenter  $n$  par pas de 1
3. Déterminer la valeur de  $\omega_n$  qui vérifie :

$$\omega_n = \underbrace{\arg \max}_{\omega_{n-1} < \omega < \theta_\delta} \left[ r_u - \sum_{i=1}^{n-1} \mu_{(n-1)1} s_{\omega_i}^{(k)} \right]^T s_{\omega}^{(k)}. \quad (3.30)$$

4. Déterminer  $(\mu_{n1}, \mu_{n2}, \dots, \mu_{nn})$  tel que

$$(\mu_{n1}, \mu_{n2}, \dots, \mu_{nn}) = \underbrace{\arg \min}_{\mu'_1, \dots, \mu'_n} \left\| r_u - \sum_{i=1}^n \mu'_i s_{\omega_i}^{(k)} \right\|^2. \quad (3.31)$$

5. Si  $|\mu_{nn}| \geq \theta_\rho$ , retourner à l'étape 2. Sinon, passer à l'étape 6.
6. l'estimation de  $\delta$  est  $\hat{\delta} = \omega_{n-1}$ .

Une première corrélation permet d'identifier le retard et l'amplitude du trajet fort. Ce pic de corrélation est recherché dans l'intervalle ayant pour largeur  $\omega = |\omega_{n+1} - \omega_n|$  correspondant à l'intervalle prédéfini à l'étape 3 et son amplitude est estimée à l'étape 4. Si cette amplitude vérifie la condition de l'étape 5, la composante de ce signal est soustraite du signal reçu. De ce reste du signal reçu, un autre pic de corrélation est recherché à partir du nouvel intervalle obtenu à l'étape 3 en effectuant une nouvelle corrélation. Une itération est faite jusqu'à ce le pic de corrélation passe en-dessous du seuil d'amplitude  $\theta_\rho$ . La valeur estimée de  $\delta$  est  $\hat{\delta} = \omega_{n-1}$ .

### Modification de l'algorithme pour une application MISO :

L'algorithme qui a été décrit suppose qu'en émission une seule impulsion est utilisée. Dans notre système, c'est un train d'impulsions qui forme le signal. En plus, le signal reçu est une superposition de plusieurs signaux. Comme le montre cet algorithme de détection du trajet direct, le choix des seuils (retard et amplitude) est important. Ce choix est étroitement lié au SNR. Cet algorithme tel que décrit fonctionne pour des grandes valeurs du SNR. Nous avons adapté cet algorithme à notre système pour la recherche du trajet direct comme suit.

- L'énergie du signal émis est d'énergie unité.
- Après la première corrélation, il n'est plus nécessaire de ré-estimer le canal, nous suggérons de ne plus faire de corrélation. Pour l'estimation de chaque  $\delta$  une seule corrélation est donc nécessaire. Nous choisissons également la largeur de l'intervalle entre deux échantillons de telle sorte que  $\omega_{n+1} - \omega_n = 2T_w$  car la largeur du pic de corrélation est le double de celle de l'impulsion de référence.

- Dans chaque intervalle de largeur  $2T_w$ , nous identifions tous les trajets potentiels qui ont une amplitude supérieure ou égale au seuil d'amplitude. On extrait à chaque fois le trajet qui a la valeur maximale dans cet intervalle.
- Le choix du seuil d'amplitude est faite par rapport aux valeurs maximales de la fonction d'inter-corrélation des codes pseudo-aléatoires utilisés tels que décrit dans la section 3.2.2.1.
- Tout le processus est répété pour déterminer le retard du premier trajet de chaque signal. Ce qui conduit à la détermination de  $N$  valeurs de  $\delta$ .

Une fois ces  $N$  valeurs de  $\delta$  estimées on peut déduire celles des  $(N - 1)$  TDOA. Nous reviendrons sur cet algorithme dans la section 4.4.1 du chapitre 4 (voir page 140) où nous le validerons par des simulations dans les canaux AWGN et *IEEE 802.15.4a indoor*.

### 3.4.3 Les algorithmes de localisation 3-D

Tout processus de localisation se déroule en deux étapes principales. La première étape concerne l'estimation des observables temporelles. C'est cette partie qui a fait l'objet d'étude dans toute la section 3.4.2. Dans la deuxième étape, ces observables sont traitées par des algorithmes de calcul pour extraire la position de la cible.

Il s'agit maintenant de décrire l'algorithme 3-D de positionnement qui permettra à l'objet mobile de se positionner. Pour déterminer la position réelle du mobile, il faut parfois résoudre un système d'équations hyperboliques non linéaires dont la solution n'est pas triviale. Plusieurs méthodes algorithmiques ont été proposées à cet effet. Chacun de ces algorithmes a ses avantages et ses limites. Ici, nous présenterons d'abord le modèle mathématique qui décrit les algorithmes utilisant la TDOA, et par la suite, l'algorithme 3-D proposé.

#### 3.4.3.1 Généralité sur l'algorithme 3-D par TDOA

Nous allons décrire le modèle général de localisation 3-D qui permet à un mobile de se positionner à l'aide des signaux provenant de  $N$  sources émettrices. Toutes les TDOA sont déterminées en se référant à une station de référence. Nous désignons par  $r \in \{1, \dots, N\}$  l'indice de cette station de référence. Cette référence est la station dont le signal a été le premier à être détecté par le mobile. Soit  $i = (1, 2, 3, \dots, N) \setminus \{r\}$ , l'indice des autres émetteurs, soient  $(x; y; z)$  les coordonnées cartésiennes du mobile et  $(x_i; y_i; z_i)$  celles du  $i^{eme}$  émetteur. Nous supposons tout au long de cette étude que les positions des stations émettrices sont fixes et par rapport auxquelles le mobile va se positionner. Les distances entre le mobile et le  $i^{eme}$  émetteur ( $d_i$ ) d'une part et l'émetteur de référence

( $d_r$ ) d'autre part, sont données par les relations (3.32) et (3.33), respectivement.

$$d_i = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} \quad (3.32)$$

$$d_r = \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y)^2 + (z_r - z)^2} \quad (3.33)$$

Soit  $d_{i,r}$  l'écart de distance entre l'émetteur de référence et le  $i^{eme}$  émetteur, On a :

$$d_{i,r} = d_i - d_r \quad (3.34)$$

$$d_{i,r} = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} - \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y)^2 + (z_r - z)^2} \quad (3.35)$$

L'équation (3.35) est une équation non linéaire. Pour chaque valeur de  $i$  on peut établir une telle équation ce qui permet d'obtenir finalement un système d'équations constitué de  $N - 1$  équations non linéaires. C'est en résolvant ce système que le mobile détermine ses coordonnées  $(x, y, z)$ . Mais, la résolution d'un tel système s'avère complexe ; une démarche couramment utilisée pour le résoudre est de le linéariser. La linéarisation consiste à transformer ce système d'équations en un système linéaire comme suit. En récrivant l'équation (3.34) sous la forme  $d_i = d_{i,r} + d_r$ , en l'élevant au carré et en remplaçant  $d_i$  par son expression (3.32), on obtient l'équation (3.36).

$$d_{i,r}^2 + 2 d_{i,r} d_r + d_r^2 = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2 - 2 x_i x - 2 y_i y - 2 z_i z + x^2 + y^2 + z^2. \quad (3.36)$$

A partir de cette équation et de l'équation (3.33), on déduit la relation (3.37).

$$d_{i,r}^2 + 2 d_{i,r} d_r = (x_i^2 + y_i^2 + z_i^2) - (x_r^2 + y_r^2 + z_r^2) - 2 (x_i - x_r) x - 2 (y_i - y_r) y - 2 (z_i - z_r) z. \quad (3.37)$$

Posons  $X_{i,r} = x_i - x_r$ ,  $Y_{i,r} = y_i - y_r$ ,  $Z_{i,r} = z_i - z_r$ ,  $K_i = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2$  et  $K_r = x_r^2 + y_r^2 + z_r^2$ . En remplaçant chacune de ces relations dans l'équation (3.37), on obtient finalement l'équation (3.38).

$$d_{i,r}^2 + 2 d_{i,r} d_r = K_i - K_r - 2 X_{i,r} x - 2 Y_{i,r} y - 2 Z_{i,r} z. \quad (3.38)$$

Cette équation est ainsi linéarisée avec quatre inconnues ; les coordonnées  $(x; y; z)$  du mobile et la distance ( $d_r$ ) entre le mobile et l'émetteur de référence. Dans cette équation (3.38), rappelons que  $d_{i,r}$  est l'équivalent de la TDOA estimée ( $\hat{\tau}_{i,r} = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_r$ ). Ces deux grandeurs ( $d_{i,r}$  et  $\hat{\tau}_{i,r}$ ) sont étroitement liées par la relation (3.39).

$$d_{i,r} \approx c (\hat{\tau}_i - \hat{\tau}_r) \quad (3.39)$$

Comme l'exprime l'équation (3.39),  $d_{i,r}$  n'est pas rigoureusement égal à  $c (\hat{\tau}_i - \hat{\tau}_r)$  car les estimations des retards de propagation renferment toujours des erreurs. Nous rappelons

que  $\tau_i$  est le TOA du signal transmis par le  $i^{eme}$  émetteur,  $\tau_r$  celui de l'émetteur de référence et  $c$  la vitesse de propagation de la lumière. Pour la suite du raisonnement, nous posons  $\hat{d}_{i,r} = c \hat{\tau}_{i,r}$  et de ce fait  $d_{i,r}$  est remplacé par  $\hat{d}_{i,r}$ . Cette expression  $\hat{d}_{i,r}$  est sa valeur estimée en tenant compte des erreurs, d'où (3.40) :

$$\hat{d}_{i,r}^2 + 2 \hat{d}_{i,r} d_r \approx K_i - K_r - 2 X_{i,r} x - 2 Y_{i,r} y - 2 Z_{i,r} z. \quad (3.40)$$

Le système d'équations linéaire qui découle de (3.38) est ainsi facile à résoudre dès lors qu'une bonne estimation  $\hat{d}_{i,r}$  de  $d_{i,r}$  est faite.

Après cette linéarisation, sa résolution se fait de diverses manières selon les deux configurations des stations émettrices : le cas où les émetteurs sont tous alignés et le cas où ils sont répartis de manière désordonnée. Lorsque les récepteurs sont alignés, le système d'équations obtenu en (3.40) peut être simplifié et devient facile à résoudre. Pour une bonne couverture de l'environnement considéré, la configuration linéaire des différents émetteurs lors de la localisation n'est donc pas préférable. En effet, ce cas de figure suppose que toutes les stations de base sont dans le même plan étant donné que la composante en  $z$  est négligée.

Par ailleurs, un critère de choix de la meilleure configuration est la dilution géométrique de précision (Geometric Dilution Of Precision (GDOP)) d'un estimateur non biaisé.

$$GDOP = \frac{\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2}}{\sigma_{mes}}. \quad (3.41)$$

$\sigma_x$ ,  $\sigma_y$  et  $\sigma_z$  sont les erreurs suivant respectivement, les axes  $x$ ,  $y$  et  $z$ . Quant à  $\sigma_{mes}$ , c'est l'erreur fondamentale due aux systèmes de mesure des paramètres de position tels que la RSS, le TOA et la TDOA.

A partir de la définition de la GDOP (équation 3.41), on peut noter que les grandes erreurs de localisation ne sont pas seulement liées aux paramètres mesurés mais elle dépend aussi de la configuration des stations de base. La configuration souvent adoptée est celle pour laquelle, la GDOP a une valeur suffisamment basse dans la majorité des positions occupées par le mobile. Par exemple, dans une localisation aux deux dimensions, cette valeur de GDOP est obtenue lorsque les  $N$  stations de base sont situées aux sommet d'un polygone régulier de  $N$  côtés centré sur le mobile. De ce fait, la configuration qui convient à notre système d'étude est la configuration arbitraire qui permettra non seulement une bonne couverture géographique mais aussi de tenir compte de toutes les composantes spatiales des stations émettrices et réceptrices. Dans ce cas, déterminer la position exacte du récepteur s'avère complexe.

Un autre point important dont on doit tenir compte après la configuration choisie, c'est la cohérence du système ; pour un système cohérent, le nombre d'informations dont dispose le mobile pour se positionner (nombre de TDOA) doit être égal au nombre

d'inconnues (coordonnées du mobile par exemple). Par exemple, si le positionnement du mobile s'effectue en 3-D et à l'aide de quatre émetteurs, ce qui implique la disponibilité de trois informations de position (3 TDOA), le système est alors cohérent car il y a trois équations à résoudre pour déterminer trois inconnues. Une illustration de ce cas particulier de l'algorithme pour un système constitué exactement de trois TDOA (4 émetteurs pour la 3-D) avec comme référence la première station ( $N = 4$  et  $r = 1$ ), est décrite par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} & Z_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} & Z_{3,1} \\ X_{4,1} & Y_{4,1} & Z_{4,1} \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \hat{d}_{2,1} \\ \hat{d}_{3,1} \\ \hat{d}_{4,1} \end{bmatrix} d_1 - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \hat{d}_{2,1}^2 - K_2 - K_1 \\ \hat{d}_{3,1}^2 - K_3 - K_1 \\ \hat{d}_{4,1}^2 - K_4 - K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (3.42)$$

Ce système (3.42) cohérent exprime les inconnues  $(x, y, z)$  en fonction de  $d_1$ . La détermination de la position se fait en suivant les étapes suivantes : chacune des expressions de  $x$ ,  $y$ , et  $z$  obtenue à partir de l'équation (3.42) est remplacée dans l'équation (3.33) où  $r = 1$ . On obtient alors une équation quadratique en  $d_1$  ; la résolution de cette équation quadratique permet de déterminer la valeur de  $d_1$ . Finalement, cette valeur de  $d_1$  est remplacée dans l'équation (3.42) pour déterminer les valeurs de  $x$ ,  $y$  et  $z$ . Cette méthode est la même que celle proposée par FANG [28] et CHAN et HO [14] pour la localisation 2-D.

Maintenant, si le système est incohérent, il y a redondance des informations de position (le nombre de TDOA est supérieur ou égal à 5 pour la 3-D par exemple), alors le positionnement devient plus complexe parce que le premier facteur de droite de (3.42) (matrice) ne sera plus inversible mathématiquement. Par conséquent, il est d'une importance capitale de trouver un algorithme fiable, capable de fournir une solution unique dans ce cas de figure. D'autres difficultés souvent liées à l'algorithme choisi, sont le temps de calcul nécessaire pour effectuer l'opération, sa convergence vers un minimum local.

Pour les systèmes incohérents, les méthodes itératives sont souvent utilisées dans le cas des algorithmes basés sur la méthode des séries de Taylor [32, 90]. Ces méthodes itératives nécessitent parfois un important temps de calcul par exemple lorsque le système est confronté au problème de convergence fortement dépendant du choix du point initial d'itération. Des approches non itératives ont été par la suite proposées parmi lesquelles on a la méthode d'interpolation sphérique [88], la méthode d'intersection sphérique [81, 87], la méthode de *Divide And Conquer* (CAD) [1], la méthode de FANG [28] et la méthode hyperbolique de CHAN et HO [14]. Tous ces algorithmes ont été décrits souvent pour un système de localisation 2-D. Nous présentons dans la prochaine section un algorithme basé sur celui de CHAN et HO [14] qui a été développé pour une application 2-D et que nous avons étendu pour la localisation en 3-D.

### 3.4.3.2 Algorithme de positionnement 3-D proposé

Un système de localisation économe en énergie, ne doit pas nécessiter un important temps de calcul. Même s'il a été prouvé que les méthodes itératives fournissent souvent les meilleurs résultats de position, nous basons notre algorithme sur la méthode non itérative proposée par CHAN et HO pour la 2-D. Une autre particularité de cette méthode est qu'elle s'applique lorsque le nombre d'informations de position (TDOA) est supérieur ou égal à 3 pour la 2-D et à 4 pour la 3-D. C'est cette fonctionnalité que la méthode de FANG [28] ne possède pas. En effet, la méthode de FANG utilise exactement 2 TDOA pour la 2-D et 3 TDOA pour la 3-D. Lorsque le nombre de TDOA est supérieur à 3 c'est-à-dire que le nombre d'émetteurs est supérieur à 4, cette méthode de FANG ne peut pas être utilisée.

Pour présenter cet algorithme, nous suivons les démarches de CHAN et HO pour la localisation 2-D [14]. Nous transformons l'équation (3.40) en regroupant les inconnues  $(x, y, z, d_r)$  d'un même côté de l'égalité. On obtient la relation (3.43).

$$\frac{1}{2} \left( \hat{d}_{i,r}^2 - K_i + K_r \right) \approx - \left( X_{i,r} x + Y_{i,r} y + Z_{i,r} z + \hat{d}_{i,r} d_r \right). \quad (3.43)$$

L'équation (3.43) représente la  $i^{ieme}$  ligne d'une matrice de type  $(N-1) \times 4$ . L'expression matricielle de (3.43) est donnée par (3.44).

$$\frac{1}{2} \left( \hat{d}_{i,r}^2 - K_i + K_r \right) \approx - \begin{bmatrix} X_{i,r} & Y_{i,r} & Z_{i,r} & \hat{d}_{i,r} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ d_r \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Pour simplifier les expressions de notation, nous posons :

$$h_1 = \frac{1}{2} \left[ \hat{d}_{i,r}^2 - K_i - K_r \right]; G_a = - \begin{bmatrix} X_{i,r} & Y_{i,r} & Z_{i,r} & \hat{d}_{i,r} \end{bmatrix} \text{ et } Z_a = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ d_r \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

avec  $i = (1, 2, 3, \dots, N) \setminus \{r\}$  et  $r \in \{1, \dots, N\}$ . Le vecteur  $h_1$  est un vecteur colonne de dimension  $(N-1) \times 1$  et  $G_a$  est une matrice de dimension  $(N-1) \times 4$ . L'expression (3.44) se transforme alors sous forme matricielle compacte en (3.46) :

$$h_1 \approx G_a \times Z_a. \quad (3.46)$$

Pour illustrer cette équation et montrer comment se forment le vecteur  $h_1$  et la matrice  $G_a$ , supposons que  $N = 5$  et la station de référence est la cinquième c'est-à-dire

$r = 5$ . Dans de tel cas, on a  $i$  qui va prendre successivement les valeurs 1, 2, 3, et 4. On obtient sous forme matricielle le système suivant :

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \hat{d}_{1,5}^2 - K_1 - K_5 \\ \hat{d}_{2,5}^2 - K_2 - K_5 \\ \hat{d}_{3,5}^2 - K_3 - K_5 \\ \hat{d}_{4,5}^2 - K_4 - K_5 \end{bmatrix} \approx - \begin{bmatrix} X_{1,5} & Y_{1,5} & Z_{1,5} & \hat{d}_{1,5} \\ X_{2,5} & Y_{2,5} & Z_{2,5} & \hat{d}_{2,5} \\ X_{3,5} & Y_{3,5} & Z_{3,5} & \hat{d}_{3,5} \\ X_{4,5} & Y_{4,5} & Z_{4,5} & \hat{d}_{4,5} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ d_r \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

Comme nous l'avons mentionné plus haut, les TDOA sont estimées avec certaines erreurs dues aux multi-trajets, aux composants radio fréquentiels, (...). Soit  $\psi_1$  le vecteur des erreurs de localisation.

$$\psi_1 = h_1 - G_a \times Z_a. \quad (3.48)$$

On peut évaluer l'équation (3.46) par la méthode du maximum de vraisemblance (ML). Les valeurs de  $Z_a$  sont celles qui maximalisent alors la fonction de distribution du ML telle que décrite par

$$\hat{Z}_{a_{ML}} = \arg \underbrace{\max}_{Z_a} (p(h_1|Z_a)) \quad (3.49)$$

où  $p(h_1|Z_a)$  représente la fonction de la densité de probabilité conditionnelle de ( $h_1$ ) par rapport à ( $Z_a$ ). En supposant que le vecteur  $\psi_1$  des erreurs suit une loi gaussienne de moyenne nulle et de matrice de covariance ( $\Phi$ ), la fonction ML peut être mise sous la forme décrite par [10] :

$$p(h_1|Z_a) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{(N-1)}{2}} |\Phi|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (h_1 - G_a Z_a)^T \Phi^{-1} (h_1 - G_a Z_a) \right\}. \quad (3.50)$$

L'équation (3.49) devient alors :

$$\hat{Z}_{a_{ML}} = \arg \underbrace{\min}_{Z_a} \{ (h_1 - G_a Z_a)^T \Phi^{-1} (h_1 - G_a Z_a) \} \quad (3.51)$$

avec  $(.)^T$  la transposée de  $(.)$ .

Les solutions de ( $Z_a$ ) sont liées entre elles par l'équation (3.32), ce qui signifie que (3.48) est aussi un système d'équations non linéaire. Pour résoudre ce système, on applique l'approximation de ML en deux étapes.

Comme indiqué dans [14], dans la première étape de l'approximation, on suppose qu'il n'existe aucune relation entre la position du mobile caractérisée par ses coordonnées  $(x, y, z)$  et la distance ( $d_r$ ) le séparant de la station de référence. Le développement de la relation (3.51) conduit à :

$$\hat{Z}_{a_{ML}} = (G_a^T \Phi^{-1} G_a)^{-1} G_a^T \Phi^{-1} h_1. \quad (3.52)$$

Il a été établie dans [14] que la matrice de covariance des erreurs de localisation peut être approximée à :

$$\Phi \approx c^2 B Q B. \quad (3.53)$$

$B$  est la matrice diagonale composée des  $(d_i)$ , exceptée  $(d_r)$ .  $Q$  est la matrice de covariance des TDOA de dimension  $(N - 1) \times (N - 1)$ . En supposant qu'à la réception les SNR sont égaux, la matrice de covariance des TDOA peut être obtenue comme suit : la variance  $a^2$  des TDOA, constitue les éléments de la diagonale principale et  $0,5a^2$  sont les autres éléments de la matrice. Lorsqu'on substitue la matrice  $(\Phi)$  par son expression (3.53) dans (3.52), on obtient (3.54).

$$\hat{Z}_{a_1} = (G_a^T Q^{-1} G_a)^{-1} G_a^T Q^{-1} h_1. \quad (3.54)$$

L'équation (3.54) est le résultat de la première estimation avec l'hypothèse que les composantes de  $(Z_a)$  sont indépendantes. Les solutions de (3.54) sont traduites par la relation (3.55).

$$\hat{Z}_{a_1} = \begin{bmatrix} Z_{a_x} & Z_{a_y} & Z_{a_z} & Z_{a_{d_r}} \end{bmatrix}^T. \quad (3.55)$$

Dans la deuxième étape de l'approximation de ML [14], on tient compte de la relation de la dépendance entre les coordonnées du mobile et la distance le séparant de la référence telle que le montre l'équation (3.33). De même que lors de la première étape, un nouveau vecteur  $\psi_2$  d'erreurs est défini pour obtenir une relation semblable à celle de (3.48) tel que :

$$\psi_2 = h_2 - G_f Z_{a_2}. \quad (3.56)$$

Les expressions de  $h_2$ ,  $G_f$  et  $Z_{a_2}$  sont données respectivement par :

$$h_2 = \begin{bmatrix} (Z_{a_x} - x_r)^2 \\ (Z_{a_y} - y_r)^2 \\ (Z_{a_z} - z_r)^2 \\ (Z_{a_{d_r}} - d_r)^2 \end{bmatrix}; \quad G_f = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad Z_{a_2} = \begin{bmatrix} (x - x_r)^2 \\ (y - y_r)^2 \\ (z - z_r)^2 \end{bmatrix}. \quad (3.57)$$

La solution de cette deuxième estimation est alors extraite de (3.58).

$$\hat{Z}_f \approx (G_f^T D^{-1} Q^{-1} G_a^T D^{-1} G_a G_f)^{-1} (G_f^T D^{-1} G_a^T Q^{-1} G_a D^{-1} h_2), \quad (3.58)$$

avec  $D$ , une matrice diagonale contenant les résultats de la première estimation par rapport à la position de la référence.

$$D = \begin{bmatrix} (Z_{a_x} - x_r) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (Z_{a_y} - y_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (Z_{a_z} - z_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (Z_{a_{d_r}}) \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

La solution finale est donnée par (3.60) [46] :

$$|Z_p - Z_r| = \hat{Z}_f \quad (3.60)$$

avec  $Z_p = [x \ y \ z]^T$  et  $Z_r = [x_r \ y_r \ z_r]^T$ .

En se référant à la conclusion de [14], le résultat final serait l'une des solutions de (3.61) :

$$Z_p = \sqrt{\hat{Z}_f} + Z_r \quad \text{ou} \quad Z_p = -\sqrt{\hat{Z}_f} + Z_r. \quad (3.61)$$

Cependant, le meilleur résultat est parfois différent de l'une de ces deux solutions de (3.61). Pour remédier à ce problème, nous proposons une nouvelle approche de sélection de la solution finale qui consiste à évaluer toutes les solutions possibles et en faire un tri par la suite quelque soit la zone d'étude.

Soient  $(Z_{fx}; Z_{fy}; Z_{fz})$  les solutions de (3.58). Nous admettons que chaque estimation de  $x$ ,  $y$  et  $z$  peut être positive ou négative et supposons que l'espace est divisible en huit parties, ce qui conduit à  $2^3 = 8$  résultats possibles en 3-D et à  $2^2 = 4$  en 2-D. Ces huit possibilités du cas 3-D sont résumées dans le tableau 3.4.

Solutions	$x$	$y$	$z$
S <sub>1</sub>	$\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>2</sub>	$-\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>3</sub>	$\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$-\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>4</sub>	$\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$-\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>5</sub>	$-\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$-\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>6</sub>	$-\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$-\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>7</sub>	$\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$-\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$-\sqrt{Z_{fz}} + z_r$
S <sub>8</sub>	$-\sqrt{Z_{fx}} + x_r$	$-\sqrt{Z_{fy}} + y_r$	$-\sqrt{Z_{fz}} + z_r$

TABLE 3.4 – Différentes solutions probables de l'estimation de la position 3-D dont certaines n'ont pas été prises en compte par [14].

Ces solutions contiennent non seulement les deux solutions (S<sub>1</sub>) et (S<sub>8</sub>) de (3.61) mais six autres solutions qui ne sont pas prévues par [14]. Le critère pour effectuer le choix de la meilleure solution s'avère important. Nous avons proposé deux approches. L'une qui peut nécessiter un temps de calcul plus important donc une consommation

d'énergie plus grande que l'autre. La première approche consiste à ré-estimer les TDOA des huit solutions du tableau 1.1 de telle sorte que la TDOA de la meilleure solution soit la plus faible de toutes les huit TDOAs re-estimées [47]. La deuxième approche consiste à choisir la solution finale en comparant les solutions du tableau 1.1 à celle de la première estimation (3.54) [45]. On effectue donc une comparaison de toutes les huit solutions ( $S_j$ ),  $j = 1, 2, \dots, 8$  du tableau 1.1 par rapport à celle de (3.54). La meilleure solution est celle qui est la plus proche possible en distance euclidienne de celle de (3.54).

## 3.5 Conclusion

Ce chapitre, nous a permis de décrire le système de localisation 3-D proposé. Comme tout système de télécommunication, il est caractérisé par deux grands blocs : le bloc d'émission et le bloc de réception.

Dans le bloc d'émission, nous avons présenté les études sur les deux techniques de codage mises en œuvre pour réaliser le système de positionnement. L'impulsion et les codes pseudo-aléatoires ont été choisis pour satisfaire le cahier des charges. Les codes choisis possèdent non seulement de bonnes propriétés d'auto-corrélation mais également de bonnes propriétés d'inter-corrélation. Deux techniques d'accès multiples ont été présentées : l'une basée sur l'étalement de séquence directe (DS-SS) et l'autre basée sur le saut temporel (FH-SS). La première technique DS-SS est conçue uniquement à partir des codes pseudo-aléatoires bipolaires. La deuxième technique est une combinaison de ces codes pseudo-aléatoires et des codes FH, qui ont de bonnes propriétés d'inter-corrélation et spectrales.

Les canaux de propagation que nous avons considérés sont les canaux de propagation ULB *indoor* du standard IEEE 802.15.4a ainsi que le canal AWGN.

Le dernier bloc du système constitué de deux sous-bloc inter-dépendants, est le bloc de réception. C'est le cœur du système. Il est constitué de deux sous-blocs : le sous-bloc d'extraction des paramètres de position et le sous-bloc du calcul de la position.

Le premier sous-bloc a traité de l'extraction des informations capitales de position. En ce qui concerne notre étude, ces informations sont obtenues par la métrique de la différence du temps d'arrivée (TDOA). Contrairement aux systèmes de communication qui ont besoin souvent du trajet fort, le système de localisation temporel quant à lui utilise le premier trajet qu'il soit le plus fort ou pas. C'est ce qui nous a conduit à l'étude d'un algorithme de détection du trajet direct basé sur la méthode du maximum de vraisemblance généralisée. Là encore, nous avons pu constater que la détermination de ce premier trajet est un véritable challenge lié aux probabilités de fausse détection du premier trajet et de fausse alarme. Pour simplifier cet algorithme, quelques modifications y ont été apportées pour pouvoir l'adapter à notre système.

Après l'étude de ce premier sous-bloc, nous sommes penchés également sur le choix de

l'algorithme de positionnement, robuste, non-itératif de localisation en 3-D. L'algorithme de CHAN et HO développé pour la 2-D est celui sur lequel nous nous sommes appuyés pour proposer une méthode de localisation 3-D. Cet algorithme utilise au moins trois paramètres de position (TDOA) pour la 2-D et quatre pour la 3-D. Nous avons défini toutes les solutions possibles que peut occuper le mobile dans l'espace.

Le prochain chapitre permettra de valider par des simulations et des tests les différents algorithmes proposés dans ce chapitre et d'évaluer les performances du système dans sa généralité. Par conséquent, chaque bloc du système sera testé numériquement et sera suivi d'un test général en environnement réel.

# Chapitre 4

## Simulation du système de localisation 3D proposé

### 4.1 Introduction

Dans les précédents chapitres, nous avons présenté respectivement, les systèmes de localisation à grande échelle existants ainsi que leurs limites dans les environnements *indoor* riches en trajets multiples. Ces dernières décennies, une grande partie des activités de recherche s'est accentuée autour de l'étude du développement de systèmes de positionnement *indoor* pour assurer une continuité de service dans ces environnements. Les systèmes les plus étudiés dans ce domaine demeurent incontestablement les systèmes de localisation 2-D exogènes et de type radar. Le challenge reste toujours d'actualité en ce qui concerne les systèmes de positionnement 3-D endogènes.

Nous avons également dans le chapitre 2, mis en exergue la place prépondérante qu'occupent les systèmes de positionnement par ULB pour les applications *indoor* et ce grâce à leur très grande résolution et leur robustesse contre les trajets multiples. Après la description du système de positionnement proposé dans le chapitre 3, il est important d'évaluer ses performances. Ce chapitre est donc consacré à l'étude de ces performances à travers des mesures en propagation guidée et des simulations. Les critères principaux de performance traitent de l'erreur de localisation et du niveau de précision du système. Pour cela, l'erreur absolue moyenne (Mean Absolute Error (MAE)), l'erreur quadratique moyenne (*Root Mean Square Error*, RMSE) et la fonction de distribution cumulative (Cumulative Distribution Function (CDF)) ont été déterminées pour différentes positions du mobile.

Nous avons tout d'abord effectué des mesures en propagation guidée pour valider l'algorithme de positionnement 3-D décrit dans le chapitre 3. Lors de ces mesures, les paramètres de positionnement tels que les TDOA sont déterminés sans tenir compte des

effets du canal de propagation et des techniques de transmission ULB. Ensuite, nous avons validé l'algorithme de détection du premier trajet (trajet direct) en simulant une transmission avec des trajets multiples dans la section 4.4. Enfin, toute la chaîne de transmission du système a été simulée en appliquant les deux différentes techniques de transmissions ULB dans le canal AWGN et les différents canaux ULB *indoor*.

## 4.2 Critères de performance du système

Les performances du système sont évaluées dans un premier temps à l'aide de la MAE (4.1).

$$MAE = E\{|\hat{d} - d|\}, \quad (4.1)$$

où  $\hat{d}$  est la distance estimée et  $d$  la vraie distance émetteur-récepteur. En pratique, l'équation 4.1 est difficilement réalisable, c'est pourquoi une expression de la valeur moyenne de la distance entre la position estimée et la position réelle sur un nombre  $N$  de mesures tel que définie par l'équation 4.2 lui est souvent préférable.

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\hat{d}_i - d_i|, \quad (4.2)$$

avec  $\hat{d}_i$  et  $d_i$  respectivement, les valeurs estimée et réelle de la  $i^{eme}$  mesure pour  $i = 1, \dots, N$ . Nous utilisons ce critère de performance pour la validation de l'algorithme de positionnement 3-D.

Une autre méthode qui permet d'apprécier l'erreur d'un système de localisation est l'erreur quadratique moyenne (RMSE) (4.3).

$$RMSE = \sqrt{E\{(\hat{d} - d)^2\}}. \quad (4.3)$$

La forme approchée décrite par l'équation 4.4 de la RMSE est la plus utilisée.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{d}_i - d_i)^2}. \quad (4.4)$$

La variation de la RMSE en fonction du SNR en localisation, peut être vue comme l'équivalente du BER en fonction du SNR pour les systèmes de communication. La RMSE est très sensible aux variations d'erreurs. Elle est très élevée pour des grandes valeurs de la MAE et très faible pour les faibles valeurs de MAE. Cette variation de la RMSE se traduit par le fait que les erreurs sont d'abord élevées au carré avant de déterminer la moyenne.

Lorsque dans une série de mesures on observe une importante dispersion du niveau d'erreur dans les estimations, alors dans ce cas la MAE et la RMSE ne sont pas les critères adéquats pour apprécier les performances du système. Par exemple, l'erreur peut être très faible pour plusieurs mesures, mais il suffit que l'erreur liée à une seule mesure soit élevée pour que la MAE ou RMSE en soit influencée. Dans de tels cas, c'est la fonction de distribution cumulative (CDF) qui est le critère le mieux adapté. C'est la probabilité pour que l'erreur de localisation soit inférieure ou égale à une certaine valeur ( $x$ ) prise comme seuil (4.5).

$$F(x) = P \left\{ |\hat{d} - d| \leq x \right\} \quad (4.5)$$

Ces trois critères ont été utilisés pour évaluer les performances du système lors des différents tests. Nous allons dans la prochaine section présenter les résultats de validation de l'algorithme 3-D.

### 4.3 Validation expérimentale de l'algorithme 3-D

Pour valider l'algorithme 3-D proposé à la section 3.4.3.2 du chapitre 3, nous avons réalisé des mesures en propagation guidée pour estimer les paramètres de position (TDOA). Ces paramètres sont par la suite utilisés comme valeurs d'entrée de l'algorithme de positionnement. Plusieurs configurations ont été étudiées; ces configurations considèrent que la composante  $z$  de l'émetteur de référence est soit supérieure ou soit inférieure à celle de l'objet mobile; cela suppose que l'objet mobile est soit situé au-dessus ou soit en-dessous de l'émetteur de référence. Les résultats obtenus sont présentés dans la sous-section 4.3.2. Lors de l'exploitation de ces résultats nous avons utilisé l'erreur moyenne comme critère de performance.

#### 4.3.1 Description du dispositif de mesure

Avant d'aborder les résultats de mesures, nous allons décrire le dispositif utilisé. Il est composé d'un oscilloscope digital numérique (Digital Sampling Oscilloscope (DSO)) *Lecroy 8620A* et de fréquence 20 *Gech/s*, d'un analyseur de réseau (Vector Network Analyzer (VNA)), d'un générateur d'impulsions ULB *Textronix* de type *AWG-7102* (*Arbitrary Waveform Gaussian Generator, AWG-7102*), de répartiteurs de puissance et de câbles coaxiaux de type téflon. La permittivité absolue du téflon est d'environ  $\varepsilon_a = 18.6$  *pF/m*. Sachant que la permittivité du vide est de  $\varepsilon_0 = 1/(36\pi 10^9)$  *pF/m*, on en déduit sa permittivité relative  $\varepsilon_r = \varepsilon_a/\varepsilon_0$  et par suite la vitesse de propagation du signal à travers les câbles qui est d'environ  $v = c/\sqrt{\varepsilon_r} = 2,07.10^8$  *m.s*<sup>-1</sup>. Le générateur d'impulsions ULB a une fréquence maximale de 20 *Gech/s* en mode *interleave* lorsque une seule sortie est utilisée ou bien une fréquence de 10 *Gech/s* si chacune des deux sorties est utilisée.

Les deux sorties du générateur ont été utilisées pour pouvoir envoyer les cinq signaux par l'intermédiaire de trois couplages différents. Les couplages ont été réalisés à l'aide des répartiteurs de puissance. Le premier couplage a permis de relier deux signaux sur une des voies du générateur et le deuxième couplage a permis de relier les trois autres signaux sur la deuxième voie du générateur. Ces deux premiers couplages permettent d'obtenir à la réception un seul signal. L'impulsion ULB est envoyée du générateur vers l'oscilloscope à travers les câbles coaxiaux. Les câbles étant de différentes longueurs, la longueur de chaque câble permet d'estimer l'instant d'arrivée de chaque signal qu'il transporte. Pour déterminer ces instants d'arrivée, nous avons procédé de deux manières :

- La première manière consiste à estimer ces retards à l'aide d'un analyseur de réseau en mesurant avec exactitude le temps de propagation du signal à travers les câbles y compris les retards introduits par les répartiteurs de puissance.
- La seconde démarche consiste à extraire les signaux acquis par l'oscilloscope numérique et à faire une corrélation pour déterminer les instants d'arrivée.

### 4.3.2 Résultats de mesures des paramètres temporels

Après la détermination des paramètres temporels de localisation, nous avons estimé les différences de temps d'arrivée en supposant l'instant le plus court comme l'instant d'arrivée du premier signal. A partir de cette valeur, nous avons obtenu les différentes TDOA. Les valeurs des mesures obtenues avec l'analyseur de réseau et l'oscilloscope numérique sont données respectivement dans le tableau 4.1.

Stations de base	Mesures à l'analyseur de réseau		Mesures à l'oscilloscope	
	$\tau_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,1}$ (ns)	$\tau_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,1}$ (ns)
$BS_1$	18,70		0,17	
$BS_2$	21,70	03,05	03,17	03,00
$BS_3$	22,69	03,99	04,02	03,85
$BS_4$	22,74	04,04	04,12	03,95
$BS_5$	26,55	07,85	07,96	07,79

TABLE 4.1 – Tableau des paramètres de positionnement en propagation guidée.

### 4.3.3 Exploitation des mesures

Nous avons choisi des positions des stations de base et du mobile de telle sorte que ces positions correspondent aux paramètres temporels estimés dans la section 4.3.2. La

position du mobile a été estimée à l'aide des paramètres temporels extraits à partir de l'analyseur de réseau et de l'oscilloscope.

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de localisation que nous avons obtenus à partir de deux types de mesures : le VNA et le DSO. Deux configurations ont été étudiées par rapport à la hauteur du mobile et à celle de la base de station de référence. Nous avons comparé, l'erreur absolue de localisation de ces positions estimées pour chacune des mesures obtenues avec le VNA et le DSO.

#### 4.3.3.1 Résultats de localisation lorsque le mobile est en-dessous de la station de référence

Dans la première configuration, la hauteur du mobile est inférieure à celle de la station de référence (ici la station numéro 1,  $BS_1$ ) ; ainsi, le mobile est en dessous de la station de référence. Pour cette configuration, nous avons estimé la position du mobile en considérant également deux cas de figure. Dans le premier cas de figure, nous avons supposé que toutes les stations émettrices sont dans le même plan i.e qu'elles ont la même composante en  $z$ . Le second cas décrit une configuration où les stations de base ont une composante en  $z$  différente des unes des autres. Les positions des stations de base obtenues à partir des mesures temporelles sont indiquées dans le tableau 4.2.

Stations de base	Même hauteur			Différentes hauteurs		
	$x_i$ (cm)	$y_i$ (cm)	$z_i$ (cm)	$x_i$ (cm)	$y_i$ (cm)	$z_i$ (cm)
$BS_1$	980	680	600	980	680	600
$BS_2$	1096	796	600	1239	939	300
$BS_3$	1127	173	600	1276	24	200
$BS_4$	472	172	600	318	18	100
$BS_5$	362	938	600	313	987	500

TABLE 4.2 – Première Configuration : Le mobile (800; 500; 100) (cm) est situé en-dessous de la station de référence ( $BS_1$ ).

Pour chacune des positions considérées, la position du mobile a été estimée avec les mesures issues de l'analyseur de réseau et de l'oscilloscope ; l'Erreur de Localisation (EL) a été évaluée. Les résultats de ces estimations sont donnés dans le tableau 4.3. Les abréviations MP, EP-VNA et EP-DSO désignent, respectivement, la position réelle du mobile, la position estimée du mobile à partir des relevés de l'analyseur de réseau et la position estimée du mobile à partir des relevés de l'oscilloscope.

A l'analyse de ces résultats, on peut noter que les estimations faites à partir des mesures à l'analyseur de réseau permettent d'obtenir la meilleure erreur de localisation comparativement à celle de l'oscilloscope. En effet, l'erreur de localisation est autour de

Positions	Même hauteur				Différentes hauteurs			
	$x$ (cm)	$y$ (cm)	$z$ (cm)	EL (cm)	$x$ (cm)	$y$ (cm)	$z$ (cm)	EL (cm)
MP	800	500	100		800	500	100	
EP-VNA	800,3	499,6	100,5	0,7	800,1	500	100,5	0,5
EP-DSO	801,8	497,3	86,5	13,9	800,3	499,5	97,4	2,7

TABLE 4.3 – Résultats des estimations de la première configuration.

0,7 cm avec le VNA contre 13,9 cm pour le DSO lorsque toutes les stations sont dans le même plan. Ces erreurs sont réduites lorsque les stations ne sont pas dans le même plan soient 0,5 cm pour le VNA et 2,7 cm pour le DSO. Les résultats de l'estimation de position de cette première configuration sont fournis par l'une des deux solutions de l'équation (3.61) de la page 124 et ce quelque soient les mesures utilisées. Dans ce cas précis, c'est la solution  $S_8$  telle qu'elle est indiquée dans le tableau 3.4 de la page 124 qui est la meilleure estimation.

Les figures 4.1 et 4.2 illustrent les estimations obtenues lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan respectivement, avec les mesures du VNA et DSO. Quant

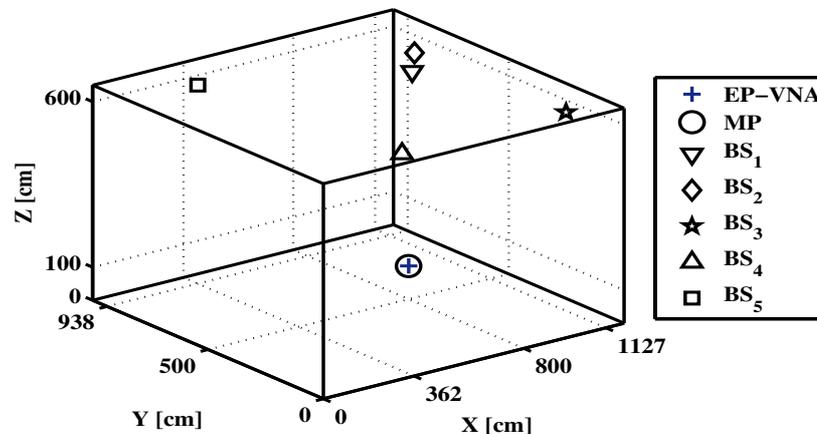


FIGURE 4.1 – Illustration des estimations avec les données de l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan mais la hauteur du mobile est inférieure à celle de la station de référence.

aux figures 4.3 et 4.4, elles illustrent les estimations obtenues lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan avec respectivement, les mesures du VNA et du DSO. Dans cette configuration, la hauteur du mobile est supposée inférieure à celle de la station de base de référence.

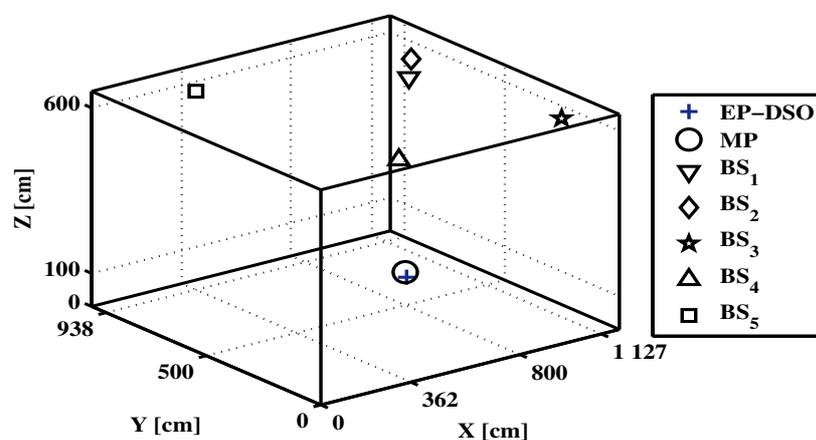


FIGURE 4.2 – Illustration des estimations avec les mesures de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan mais la hauteur du mobile reste inférieure à celle de la station de référence.

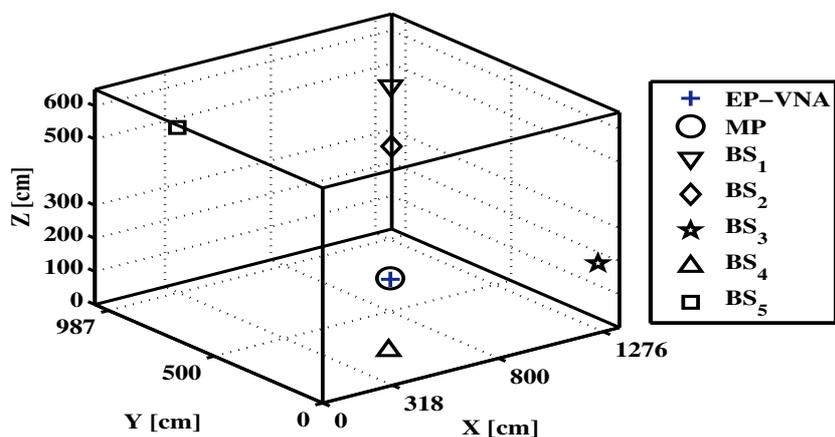


FIGURE 4.3 – Illustrations des estimations avec les données de l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan mais la hauteur du mobile est inférieure à celle de la station de référence.

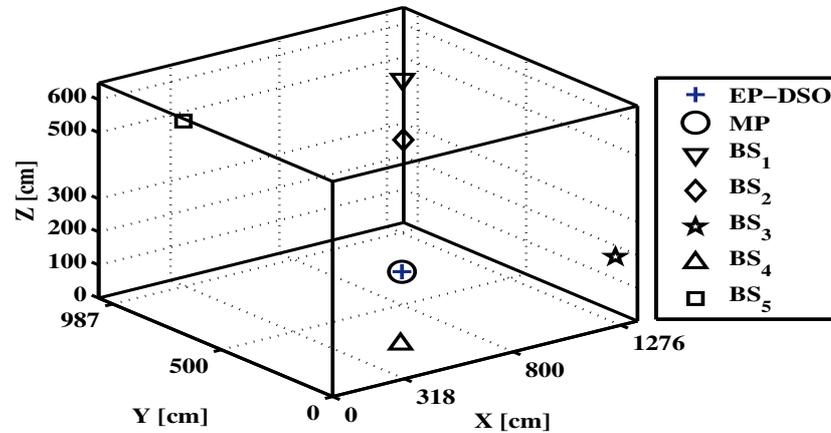


FIGURE 4.4 – Illustration des estimations avec les mesures de l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan mais la hauteur du mobile est inférieure à celle de la station de référence.

#### 4.3.3.2 Résultat de localisation lorsque le mobile est au-dessus de la station de référence

Nous allons maintenant appliquer la démarche de la section précédente 4.3.3.1 au cas où l'objet mobile se situerait au-dessus de la station de référence. Les deux cas de figure étudiés précédemment à savoir appartenance ou non des stations de base au même plan, ont été également envisagés. Le premier cas de figure considère que toutes les stations de base ont la même hauteur et dans le second cas, nous supposons qu'elles ont des hauteurs différentes. Nous supposons que le mobile représenté par ses composantes spatiales  $(600; 400; 500)$  *cm*, est positionné de telle sorte que sa hauteur soit supérieure à celle de la station de référence ( $BS_1$ ). Les coordonnées de toutes les stations de base sont indiquées dans le tableau 4.4.

Les résultats de localisation obtenus avec les mesures de l'analyseur de réseau et de l'oscilloscope de cette seconde configuration sont résumés dans le tableau 4.5. Ces résultats montrent que les estimations faites à partir des mesures du VNA donnent également la meilleure erreur de localisation comparativement à celles du DSO. En effet, l'erreur de localisation est d'environ  $0,7$  *cm* avec le VNA contre  $13,9$  *cm* pour le DSO lorsque toutes les stations sont dans le même plan. Ces erreurs sont plus faibles lorsque les stations ne sont pas dans le même plan avec  $0,4$  *cm* pour le VNA et  $2,32$  *cm* pour le DSO. Les résultats de cette seconde configuration sont quasiment égaux à ceux de la première configuration.

En revanche, il y a une différence entre le choix des meilleures solutions. Cette différence se situe au niveau des numéros qui offrent ces meilleures solutions. En effet, les

Stations de base	Même hauteur			Différentes hauteurs		
	$x_i$ (cm)	$y_i$ (cm)	$z_i$ (cm)	$x_i$ (cm)	$y_i$ (cm)	$z_i$ (cm)
$BS_1$	780	580	0	878	678	100
$BS_2$	896	696	0	1056	856	600
$BS_3$	927	73	0	927	73	1000
$BS_4$	272	72	0	314	114	1050
$BS_5$	162	838	0	41	959	400

TABLE 4.4 – Seconde configuration : Le mobile (600; 400; 500) est situé au-dessus de la station de référence ( $BS_1$ ).

Positions	Même hauteur				Différentes hauteurs			
	$x$ (cm)	$y$ (cm)	$z$ (cm)	EL (cm)	$x$ (cm)	$y$ (cm)	$z$ (cm)	EL (cm)
MP	600	400	500		600	400	500	
EP-VNA	600,3	399,6	499,5	0,7	599,8	400	500,3	0,4
EP-DSO	601,8	397,3	513,5	13,9	599,7	399,7	502,3	2,32

TABLE 4.5 – Résultats des estimations de la seconde configuration : la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence

solutions de la seconde configuration et de la première configuration correspondent respectivement aux solutions numéro 4 ( $S_4$ ) et numéro 1 ( $S_1$ ) comme indiqué auparavant dans le tableau 3.4 à la page 124. Il est bon de rappeler que si on ne s'était limité qu'aux deux solutions de l'équation 3.61 (page 124) proposées par Chan, on aurait obtenu une solution différente dans cette deuxième configuration. La méthode proposée permet donc de choisir la meilleure solution quelque soit la configuration.

Les figures 4.5 et 4.6 indiquent les estimations obtenues lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan, respectivement, avec les mesures du VNA et DSO mais la hauteur du mobile est supposée supérieure à celle de la station de base de référence.

Quant aux figures 4.7 et 4.8, elles montrent les estimations obtenues lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan avec respectivement, les mesures du VNA et du DSO. Dans cette configuration, la hauteur du mobile est supposée supérieure à celle de la station de référence.

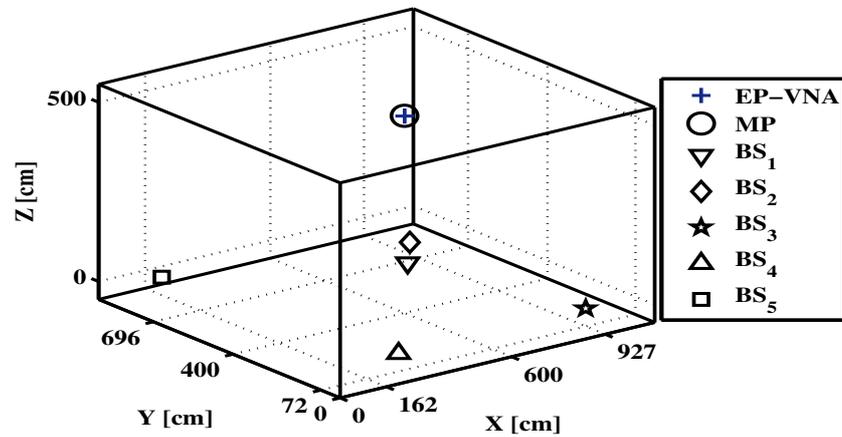


FIGURE 4.5 – Illustration des estimations avec les relevés à l’analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan mais la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence.

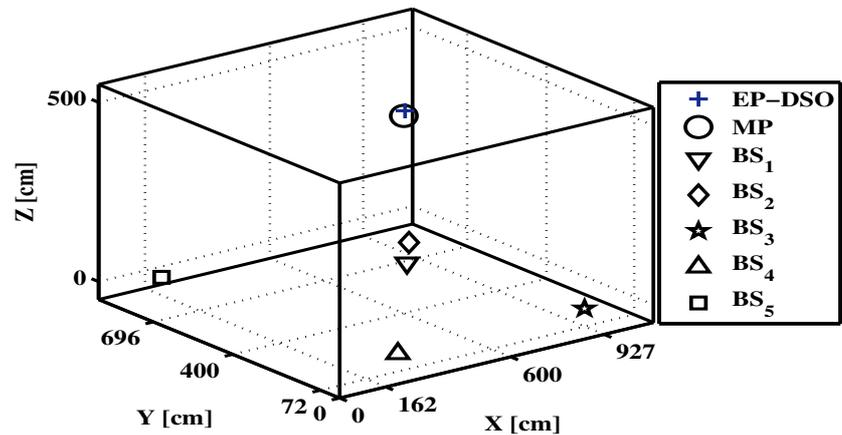


FIGURE 4.6 – Illustration des estimations avec les relevés à l’oscilloscope lorsque toutes les stations de base sont dans le même plan mais la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence.

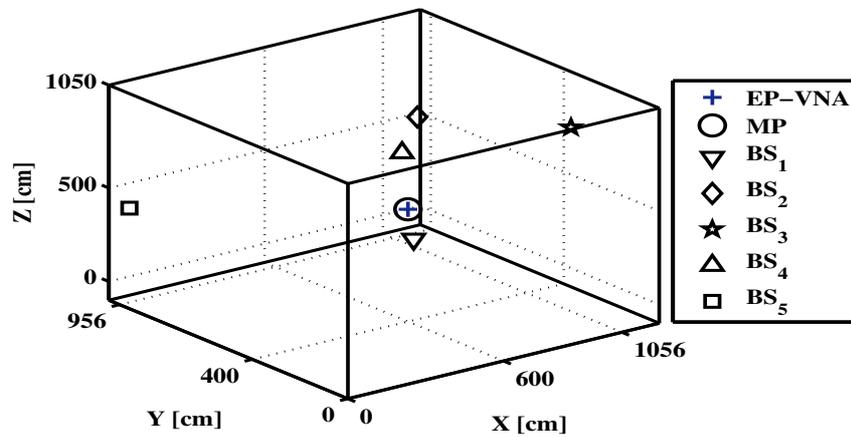


FIGURE 4.7 – Illustration des estimations avec les relevés à l'analyseur de réseau lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan dans le cas où la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence.

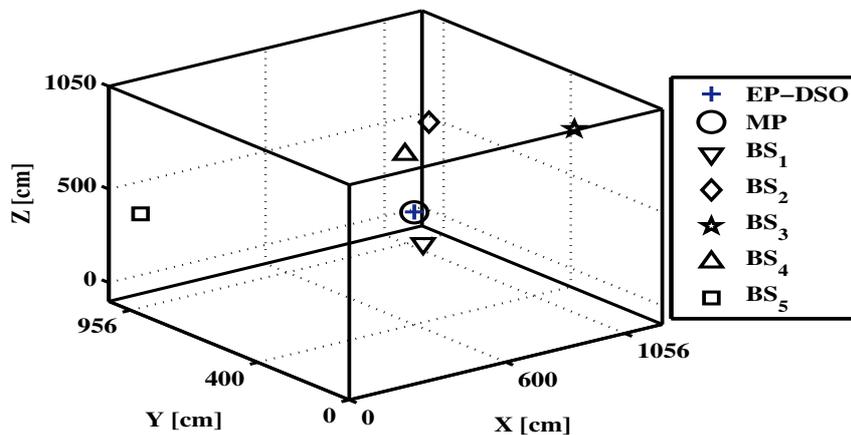


FIGURE 4.8 – Illustration des estimations avec les relevés à l'oscilloscope lorsque toutes les stations de base ne sont pas dans le même plan mais la hauteur du mobile est supérieure à celle de la station de référence.

### 4.3.4 Conclusion

Ces résultats mettent en exergue l'importance de la position de la station de référence par rapport à celle du mobile. Dans notre méthode, nous avons supposé que cette station de référence change en fonction de la position du mobile. Dans les différents cas étudiés, la référence est la station de référence numéro 1 ( $BS_1$ ). Les résultats des positions estimées avec les mesures du VNA sont meilleurs par rapport à ceux faits avec les mesures du DSO en terme d'erreur de localisation. Cela s'explique par le fait que les mesures temporelles du VNA sont plus proches des vraies valeurs temporelles que celles du DSO. Il y a donc nécessité de faire une bonne estimation des paramètres temporels pour effectuer une meilleure estimation de la position. Ces résultats ont permis de mettre aussi en évidence l'impact de la configuration géométrique des stations de base sur les résultats de positionnement.

Dans cette étude qui a été faite, le signal transmis par chaque station de base est composé d'une seule impulsion. Ce signal n'a subi d'une part, aucun effet du canal et d'autre part, aucune technique de transmission n'y a été appliquée. Pour tenir compte des effets du canal et pour tester différentes techniques, nous allons, dans la section 4.4, présenter l'algorithme de détection du premier trajet dans une configuration Multi Input Single Output (MISO)  $m \times 1$  de type  $5 \times 1$ . Les deux techniques de transmission ULB (DS-CDMA et TH-CDMA) qui ont été étudiées dans le chapitre 3 seront donc appliquées au signal transmis par chaque station de base.

## 4.4 Algorithme de détection du trajet direct

Afin d'évaluer les performances du système, il est essentiel de définir les éléments qui impactent sur la détection des paramètres temporels de localisation tels que les TDOA. On a vu dans le chapitre 3 que ces paramètres diffèrent d'un bloc du système à un autre. Ainsi, à l'émission, ces paramètres sont le type d'impulsion utilisée, la fréquence d'échantillonnage, la longueur du code de localisation, la technique d'accès multiple ainsi que la configuration des stations de base. Précisons que nous désignons par code de localisation, le signal obtenu après la modulation des codes pseudo-aléatoires par l'impulsion ULB. Au niveau du bloc de réception, la précision du système de localisation est étroitement liée à la métrique utilisée (détermination des paramètres temporels) et à l'algorithme de positionnement.

Plusieurs impulsions ont été étudiées dont les trois premiers ordres de chacune des familles d'impulsion ULB présentées dans le chapitre 3. Les résultats présentés ici ont été obtenus en utilisant la seconde dérivée de l'impulsion de Gauss d'énergie unité de largeur une nanoseconde ( $T_w = 100 \text{ ns}$ ). Cela implique que l'horloge de la séquence pseudo-aléatoire est de  $f_h = 1 \text{ GHz}$ . Deux fréquences d'échantillonnage ont été étudiées à savoir 5 et 8  $\text{GHz}$ .

Les deux techniques de transmission ULB que nous avons appliquées sont le DS-CDMA et le TH-CDMA. Les performances de chacune de ces deux techniques pour la localisation ont été testées dans les canaux AWGN et les canaux indoor *IEEE.802.15.4a*. Les séquences pseudo-aléatoires utilisées de longueur  $L = 2^n - 1$  sont de la famille de Gold, avec  $n$  le nombre de registres à décalage utilisé pour générer la séquence. Ainsi, on obtient  $L + 1$  codes orthogonaux différents les uns des autres. Pour notre étude, nous avons choisi parmi les  $L + 1$  codes, les cinq premiers codes générés de chaque séquence pour construire le signal émis par chacune des cinq stations de base. L'attribution des codes aux stations de base se fait selon l'ordre de génération. Ainsi, le premier code généré est utilisé pour construire le signal de la première station en le modulant par l'impulsion ULB et ainsi de suite. La valeur initiale des registres est  $[1\ 0\ 0]$ ,  $[1\ 0\ 0\ 0\ 0]$  et  $[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$  pour les séquences de longueur  $L = 7$ ,  $L = 31$  et  $L = 127$ , respectivement.

Dans chaque canal et pour chaque technique d'accès multiple, nous avons étudié l'impact de la longueur du code de localisation, de la fréquence d'échantillonnage et du SNR sur la détection des instants d'arrivée des signaux. Le système d'étude vise une application MISO  $m \times 1$  soit  $5 \times 1$ , où  $m$  est le nombre d'émetteurs. Une configuration géométrique du système est montrée par la figure 4.9. Dans cette configuration, nous avons supposé une réception du signal avec des multi-trajets dans les canaux *AWGN* et *IEEE.802.15.4a indoor*. Dans la suite de ce rapport, nous désignons par premier trajet, le trajet qui arrive le premier au récepteur que ce soit dans une configuration LOS ou NLOS. Il est considéré pour la plus part comme le trajet direct.

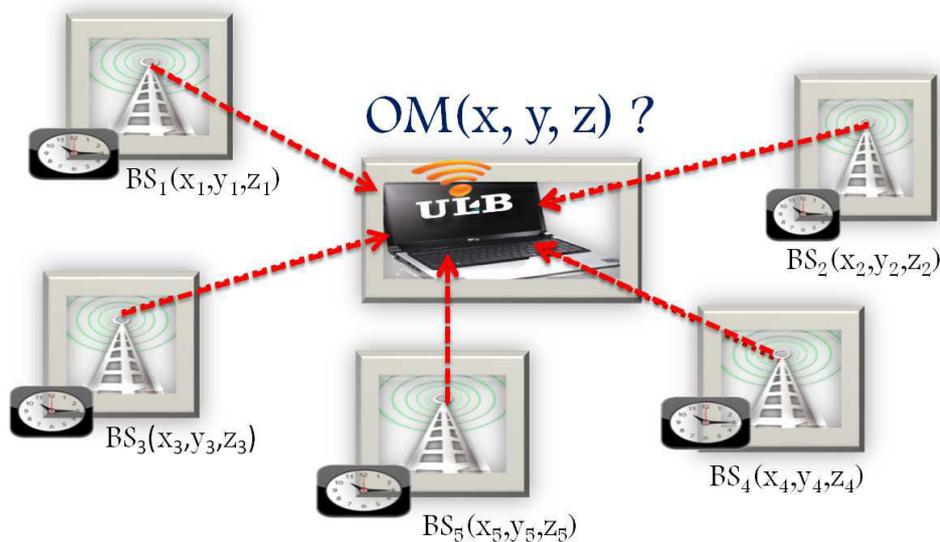


FIGURE 4.9 – Exemple de la configuration MISO du système de Localisation 3-D.

#### 4.4.1 Détection du trajet direct dans le canal AWGN

Nous avons effectué des simulations afin de déterminer la longueur minimale du code de localisation qui permet de détecter le signal d'une station de base pour un SNR et une fréquence d'échantillonnage donnés. Cette démarche nous a conduit à étudier l'impact de la longueur du code de localisation sur la détection des instants d'arrivée des signaux pour différentes fréquences d'échantillonnage. Nous avons testé les codes de longueur  $L = 7$ ,  $L = 31$  et  $L = 127$  pour différentes valeurs du SNR.

Les instants d'arrivée des signaux des cinq stations de base liés au retard de propagation sans trajets multiples sont respectivement,  $t_1 = 10 \text{ ns}$ ,  $t_2 = 20 \text{ ns}$ ,  $t_3 = 30 \text{ ns}$ ,  $t_4 = 40 \text{ ns}$  et  $t_5 = 50 \text{ ns}$ . Pour tenir compte des trajets multiples, nous avons supposé que le signal de chaque station de base reçu par le mobile est composé de trois trajets multiples caractérisés respectivement par leur retard et leur facteur d'atténuation tels que  $(\delta_1 = 0 \text{ ns}, \alpha_1 = 0,5)$ ,  $(\delta_2 = 12 \text{ ns}, \alpha_2 = 0,9)$  et  $(\delta_3 = 33 \text{ ns}, \alpha_3 = 0,8)$ . Les instants d'arrivée des premiers trajets et des trajets forts de chaque station de base sont indiqués dans le tableau 4.6. Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre 3, la problématique dans le cas où le trajet direct est fortement atténué, réside dans la détermination du premier trajet de chaque signal reçu et non du trajet le plus fort. En effet, dans un environnement riche en trajets multiples, le premier trajet n'est pas toujours le plus fort. Sa détermination est très importante pour une bonne appréciation de l'erreur de localisation. Par exemple, si le trajet fort est détecté à  $2 \text{ ns}$  alors que le trajet direct, plus faible, est arrivé plus tôt, cela entraîne une erreur de localisation d'environ  $60 \text{ cm}$  dans une propagation dans le vide et pour les systèmes ULB. C'est le cas de l'exemple que nous décrivons ici où le premier trajet caractérisé par  $\delta_1 = 0 \text{ ns}$  et  $\alpha_1 = 0,5$  n'est pas le plus fort.

Station de base	Temps d'arrivée du premier trajet	Temps d'arrivée du trajet fort
$BS_i \ (i = 1, \dots, 5)$	$\tau_i = t_i + \delta_1 \ (ns)$	$\tau_i = t_i + \delta_2 \ (ns)$
$BS_1$	10	22
$BS_2$	20	32
$BS_3$	30	42
$BS_4$	40	52
$BS_5$	50	62

TABLE 4.6 – Instants d'arrivée du premier trajet et du trajet fort.

Les figures 4.10 et 4.11 sont les illustrations des résultats obtenus, respectivement pour les fréquences d'échantillonnage de  $5 \text{ GHz}$  et  $8 \text{ GHz}$  pour un SNR égal à  $-20 \text{ dB}$ .

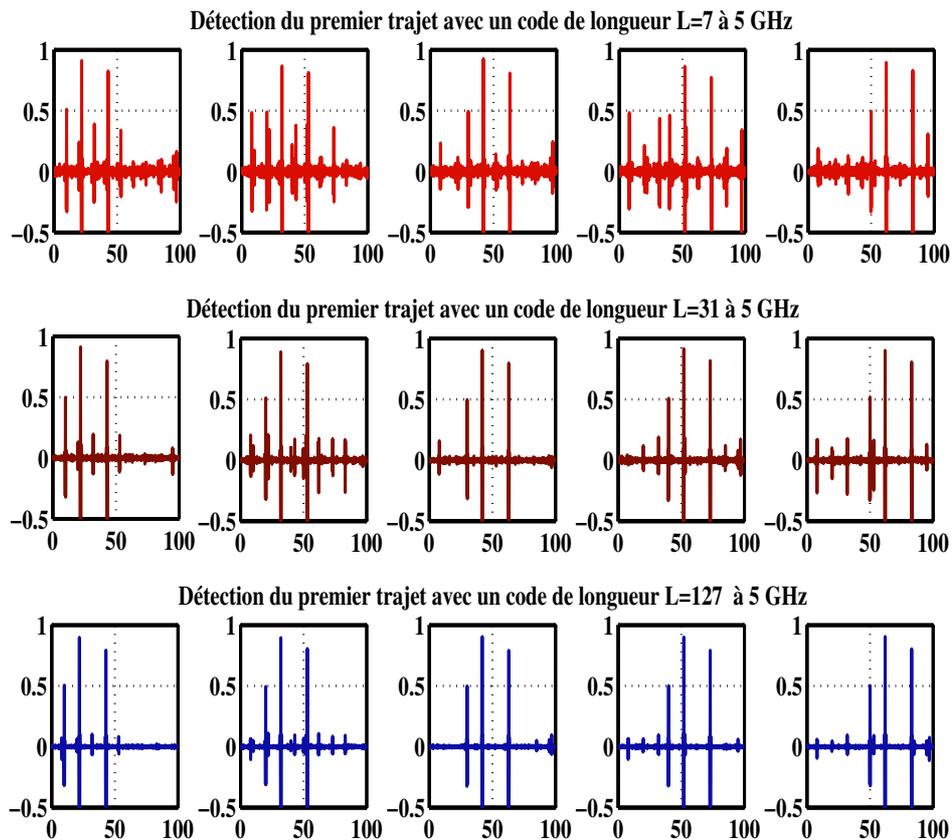


FIGURE 4.10 – Estimation des cinq retards par inter-corrélation pour différentes longueurs du code de localisation dans le cas MISO avec 3 multi-trajets à  $-20$  dB et 5 GHz.

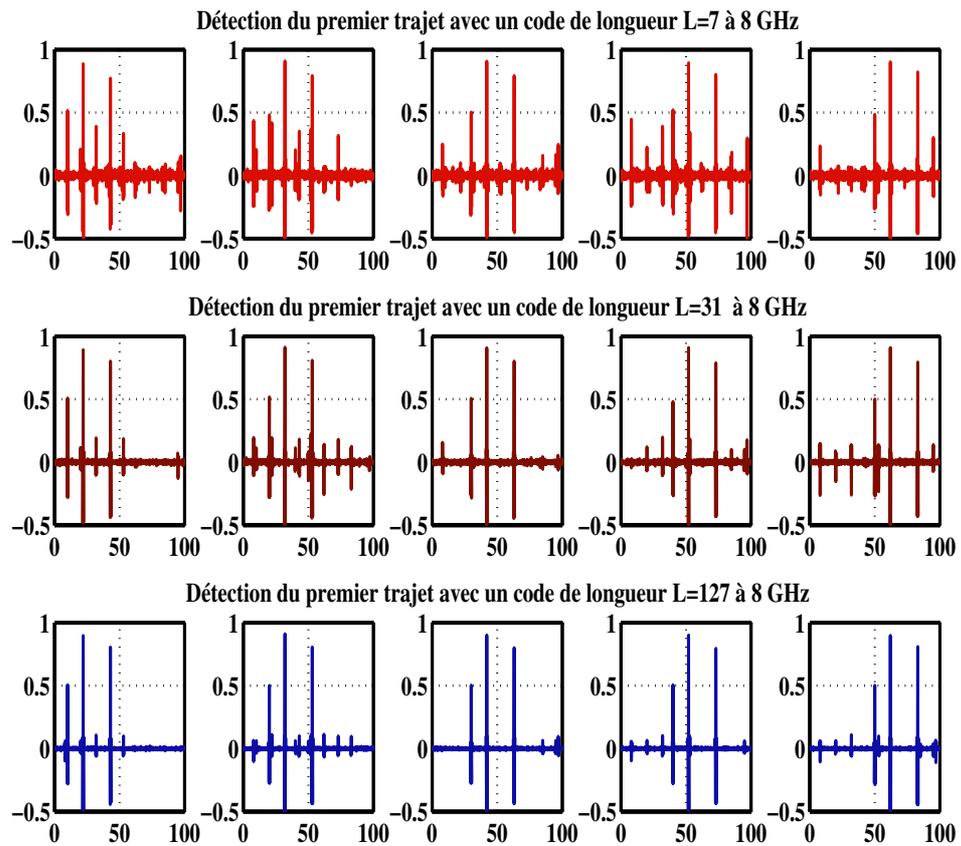


FIGURE 4.11 – Estimation des cinq retards par inter-corrélation pour différentes longueurs du code de localisation dans le cas MISO avec 3 multi-trajets à  $-20$  dB et 8 GHz.

Pour déterminer le premier trajet, nous avons modifié l'algorithme de détection du premier trajet tel que décrit dans la section 3.4.2 du chapitre 3. Nous avons mis à profit les propriétés d'inter-corrélation des codes de Gold en nous basant sur le fait qu'ils ont trois valeurs d'inter-corrélations qui peuvent être exactement déterminées. Pour la recherche du premier trajet, nous avons fixé en amont, un facteur d'atténuation minimal ( $F_{min}$  en valeur absolue) pour déterminer les trajets significatifs. Ce facteur est défini égal à :

$$F_{min} = m \frac{t(n)}{L}, \quad (4.6)$$

$$F_{min} = \left| 20 \log_{10} m + 20 \log_{10} \left( \frac{t(n)}{L} \right) \right| (dB) \quad (4.7)$$

Le choix du paramètre  $m$  est lié au nombre d'antennes émettrices. En effet, dans une configuration MISO, les valeurs d'inter-corrélation sont obtenues par la superposition des valeurs d'inter-corrélation de toutes les  $m$  stations émettrices ; en ce sens que la fonction d'inter-corrélation est distributive. Le facteur maximal d'atténuation ( $F_{max}$ ) en  $dB$  est donné par  $F_{max} = |20 \log_{10}(t(n)/L)|$  car  $0 < t(n)/L \leq 1$ . Par exemple, pour  $m = 5$ , on obtient  $F_{min} = 3,24 dB$  et  $F_{max} = 10,74 dB$ .

Un trajet est dit significatif, si son amplitude est supérieure à la valeur maximale de corrélation normalisée divisée par le facteur d'atténuation ( $F_{At}$ ). En d'autres termes, l'amplitude d'un tel trajet ne doit pas être inférieure à  $A_{max}/F_{At}$  avec  $A_{max}$  la valeur absolue du pic de corrélation. Ce pic correspond à l'amplitude du trajet fort ; ce qui implique qu'un trajet fortement atténué ne pourra pas être détecté.

Par exemple, pour  $m = 5$ , les trajets significatifs sont ceux dont les amplitudes sont atténuées d'environ  $10 dB$  pour un SNR de  $-20dB$ . Parmi les trajets qui satisfont à cette condition, si un seul arrive avant le trajet fort, alors c'est ce trajet qui sera considéré comme premier trajet. Autrement, c'est le trajet fort qui sera considéré comme trajet direct. Compte tenu des codes pseudo-aléatoires utilisés ( $L = 7$ ,  $L = 31$  et  $L = 127$ ) et des effets *NLOS*, le facteur d'atténuation utilisé lors des simulations est fonction du canal comme nous le verrons dans la section 4.4.2. Dans le cas du canal AWGN, ce facteur d'atténuation a été fixé à  $10 dB$ .

Par la suite, nous nous intéressons uniquement aux éventuels trajets qui arriveraient avant le trajet fort. Le premier trajet sera donc cherché dans l'intervalle  $]T_0, \hat{\tau}_{max} - T_w]$  par pas de  $2T_w$ , avec  $T_0$  le début de l'acquisition du signal,  $\hat{\tau}_{max}$  l'instant d'arrivée du pic de corrélation et  $T_w$  la largeur de l'impulsion ULB.

Les tableaux 4.7 et 4.8 contiennent les résultats de la détermination des premiers trajets relatifs au signal de chaque station de base pour des valeurs du SNR égales à  $-20 dB$  et  $20 dB$  et des fréquences d'échantillonnage de  $5 GHz$  et  $8 GHz$ .

A l'observation des résultats des tableaux 4.7 et 4.8, on peut remarquer qu'en utilisant des codes de longueur  $L = 7$ , les premiers trajets des signaux de réception ne sont

Retards (ns)	Différentes longueurs de codes testés					
	L=7		L=31		L=127	
	-20 dB	20 dB	-20 dB	20 dB	-20 dB	20 dB
$\hat{\tau}_1$	10	10	10	10	10	10
$\hat{\tau}_2$	8	20	20	20	20	20
$\hat{\tau}_3$	30	30	30	30	30	30
$\hat{\tau}_4$	8	0	40	40	40	40
$\hat{\tau}_5$	50	50	50	50	50	50

TABLE 4.7 – Retards estimés pour une configuration MISO avec 3 multi-trajets pour une fréquence d'échantillonnage de 5 GHz à des SNR de -20 et 20 dB.

Retards (ns)	Différentes longueurs de codes testés					
	L=7		L=31		L=127	
	-20 dB	20 dB	-20 dB	20 dB	-20 dB	20 dB
$\hat{\tau}_1$	10	10	10	10	10	10
$\hat{\tau}_2$	20	20	20	20	20	20
$\hat{\tau}_3$	30	30	30	30	30	30
$\hat{\tau}_4$	40	40	40	40	40	40
$\hat{\tau}_5$	50	50	50	50	50	50

TABLE 4.8 – Retards estimés pour une configuration MISO avec 3 multi-trajets pour une fréquence d'échantillonnage de 8 GHz à des SNR de -20 et 20 dB.

pas toujours détectés dans cette configuration MISO avec multi-trajets. Cela s'explique d'une part, par le fait que les valeurs d'inter-corrélation (interférences entre signal émetteur) pour ces codes sont importantes ; cette impossibilité de détection du premier trajet s'explique d'autre part, par le fait que le niveau de seuil appliqué est proche du niveau du premier trajet recherché. La non détection des premiers trajets de toutes les stations de base est source de grande erreur de localisation. De ce fait, pour notre application, les codes de longueur  $L = 7$  ne sont pas utilisés.

Quant aux codes de longueur  $L = 31$  et  $L = 127$ , la détection des premiers trajets est possible et s'effectue sans ambiguïté pour des SNR supérieurs à  $-20$  dB et à partir de la fréquence d'échantillonnage de  $5$  GHz ; ce qui implique que la détermination de la position d'un mobile dans un tel cas peut être effectuée avec une faible erreur avec les techniques temporelles.

#### 4.4.2 Détection dans les canaux indoor du standard *IEEE.802.15.4a*

Nous avons réalisé également des études similaires dans les canaux indoor *IEEE 802.15.4a* (*LOS* et *NLOS*). Il faut préciser que les tests effectués pour modéliser les canaux *IEEE 802.15.4a* ont été réalisés à la fréquence d'échantillonnage de  $8$  GHz. C'est pourquoi, lors de ces études dans ces canaux, seule la fréquence de  $8$  GHz a été considérée. Les études ont été menées d'une part, dans les canaux *CM1*, *CM3* et *CM7* représentant respectivement les configurations *LOS* dans les environnements résidentiel, bureau et industriel et d'autre part, dans les canaux *CM2*, *CM4* et *CM8* représentant respectivement les configurations *NLOS* dans ces mêmes environnements. Les codes utilisés sont les codes de longueur 31. Dans chaque canal, nous avons évalué la fiabilité de la détection du premier trajet.

Pour chaque canal, 100 réponses impulsionnelles ont été générées dont celle ayant l'amplitude la plus élevée est d'abord isolée. Ensuite, une vérification est faite de telle sorte parmi les 99 autres réponses impulsionnelles, aucune autre ayant une amplitude respectant le seuil d'amplitude imposée, n'est arrivée avant celle d'amplitude la plus élevée. S'il en existe, c'est cette réponse impulsionnelle qui est choisie comme réponse impulsionnelle du canal. Par ailleurs, on note que la réponse impulsionnelle de ces canaux est usuellement composée de trajets multiples parmi lesquels, le premier trajet doit être recherché. Les paramètres obtenus des réponses impulsionnelles choisies parmi les 100 réalisations sont indiqués dans le tableau 4.9.

Après le choix de la réponse impulsionnelle, une autre étape consiste à déterminer le premier trajet. Pour ce faire, une inter-corrélation est effectuée entre le signal reçu après la traversée du canal et la référence du signal émis.

Pour évaluer l'algorithme de détection dans les canaux ULB indoor, les mêmes retards de propagation relatifs à la distance émetteur-récepteur considérés lors de l'étude dans

Canaux <i>indoor IEEE 802.15.4a</i>	<i>CM1</i>	<i>CM2</i>	<i>CM3</i>	<i>CM4</i>	<i>CM7</i>	<i>CM8</i>
Numéro de la RI	54	66	97	74	47	29
Amplitude maximale	0,764	0,507	0,802	0,416	0,668	0,207
Retard Correspondant (ns)	0	0,6	0	0	0	76,6
Seuil des amplitudes	0,247	0,320	0,254	0,132	0,211	0,131
Nombre de trajets significatifs	99	92	100	97	62	1

TABLE 4.9 – Caractéristiques de la réponse impulsionnelle (RI) choisie des canaux *IEEE.802.15.4a indoor*.

le canal *AWGN* sont utilisés. Étant donné que ces différents canaux introduisent parfois des retards supplémentaires, l’instant d’arrivée final de chaque signal au récepteur est donc la résultante de ce retard de propagation et du retard introduit par le canal. Nous supposons donc pour les tests que le signal émis par chaque station de base est d’énergie unité et a subi les effets du canal tels qu’ils sont indiqués dans le tableau 4.9.

Comme nous pouvons le remarquer, en appliquant la démarche énoncée ci-dessus, tous les trajets forts obtenus arrivent presque toujours les premiers ( $\delta = 0$ ), sauf dans les canaux *CM2* et *CM8* (cas *NLOS*) où ils sont respectivement retardés de 0,6 ns et de 76,6 ns. Le facteur d’atténuation maximal permettant de détecter les premiers trajets pour un SNR de  $-20$  dB, est de :

- 10 dB dans les canaux *CM1*, *CM3*, *CM4* et *CM7*,
- 4 dB dans les canal *CM2* et *CM8*.

Cette différence dans les valeurs du facteur de seuil s’explique par le fait qu’il existe de nombreux trajets dont les amplitudes avoisinent le niveau du bruit. Elle s’explique également par le fait que les signaux sont fortement atténués dans les canaux *NLOS*.

Le tableaux 4.10 est le récapitulatif des résultats obtenus sur les instants d’arrivée des trajets directs dont les estimations dans ces différents canaux sont illustrées par les figures 4.12a, 4.12b et 4.12c.

Ces résultats de simulation dans les canaux *AWGN* et *IEEE.802.15.4a indoor*, permettent de faire trois remarques essentielles. Les critères de seuil choisis sont déterminants dans la détection du premier trajet. Les codes de longueur  $L = 7$  ne permettent pas la détection du premier trajet dans la configuration MISO-NLOS lorsque ce dernier n’est pas le plus fort. Par contre, à partir des codes de la famille de longueur  $L = 31$ , on peut réaliser une bonne détection du premier trajet dans un canal *AWGN* ainsi que dans les canaux *IEEE-802.15.4a indoor*. Dans le canal *AWGN*, pour un SNR supérieur ou égal à  $-20$  dB et pour une fréquence d’échantillonnage de 5 GHz, on peut constater que l’algorithme de détection du trajet direct fournit de bons résultats. Enfin, l’algorithme

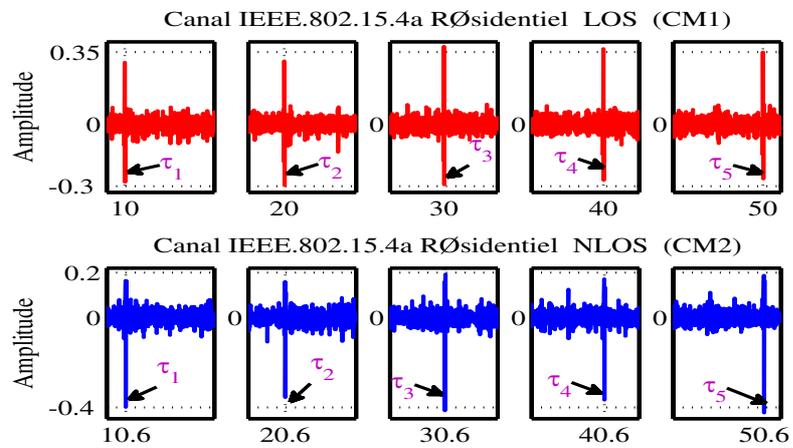
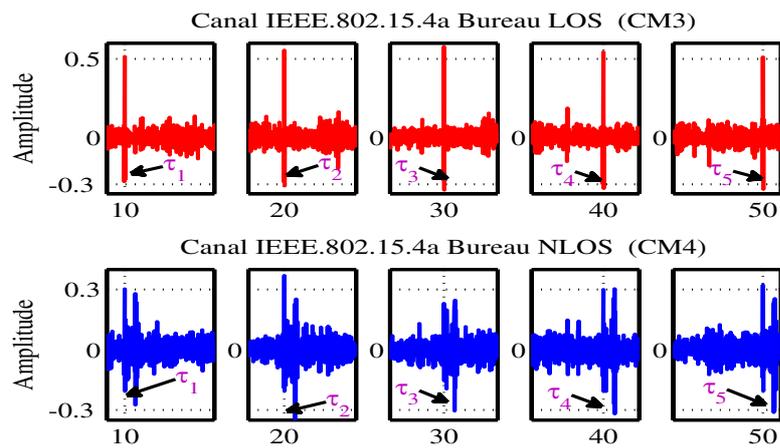
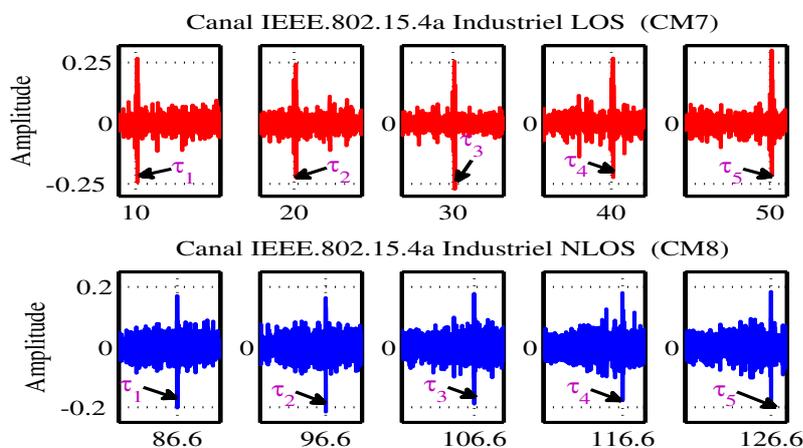
(a) Détection des instants d'arrivée dans les canaux *CM1* et *CM2*.(b) Détection des instants d'arrivée dans les canaux *CM3* et *CM4*.(c) Détection des instants d'arrivée dans les canaux *CM7* et *CM8*.

FIGURE 4.12 – Détection des différents instants d'arrivée des premiers trajets dans les canaux IEEE.802.15.4a indoor.

Instants d'arrivée des trajets directs (ns)	Six canaux ULB <i>indoor</i> de l' <i>IEEE 802.15.4a</i>					
	<i>CM1</i>	<i>CM2</i>	<i>CM3</i>	<i>CM4</i>	<i>CM7</i>	<i>CM8</i>
$\hat{\tau}_1$	10	10,6	10	10	10	86,6
$\hat{\tau}_2$	20	20,6	20	20	20	96,6
$\hat{\tau}_3$	30	30,6	30	30	30	106,6
$\hat{\tau}_4$	40	40,6	40	40	40	116,6
$\hat{\tau}_5$	50	50,6	50	50	50	126,6

TABLE 4.10 – Estimations des instants d'arrivée des trajets directs dans les canaux IEEE.802.15.4a indoor.

de détection du premier trajet permet de détecter effectivement les premiers trajets dans les configurations *MISO* pour des faibles et grandes valeurs du SNR.

## 4.5 Résultats simulés du système de localisation 3-D

Après avoir étudié les deux algorithmes qui permettent de traiter et de calculer les paramètres du système de localisation, nous allons, dans cette section, simuler le système dans sa globalité (voir figure 4.13). Comme nous pouvons le constater sur la figure 4.13, seul le bloc émetteur n'est pas intégré au sein du récepteur.

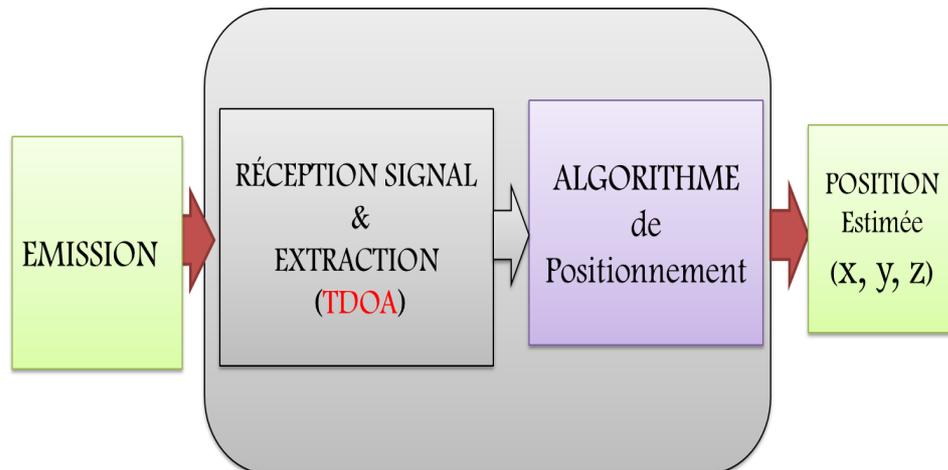


FIGURE 4.13 – Différents blocs du système de localisation 3-D.

Cette section est consacrée à la présentation des résultats des simulations réalisées pour évaluer la performance du système de localisation 3-D. Lors de ces simulations,

toute la chaîne de transmission a été testée en considérant les deux catégories de canaux de propagation *AWGN* et *indoor IEEE.802.15.4a*. La figure 4.14 détaille l'architecture du système en mettant un accent sur les différentes étapes du processus de localisation.

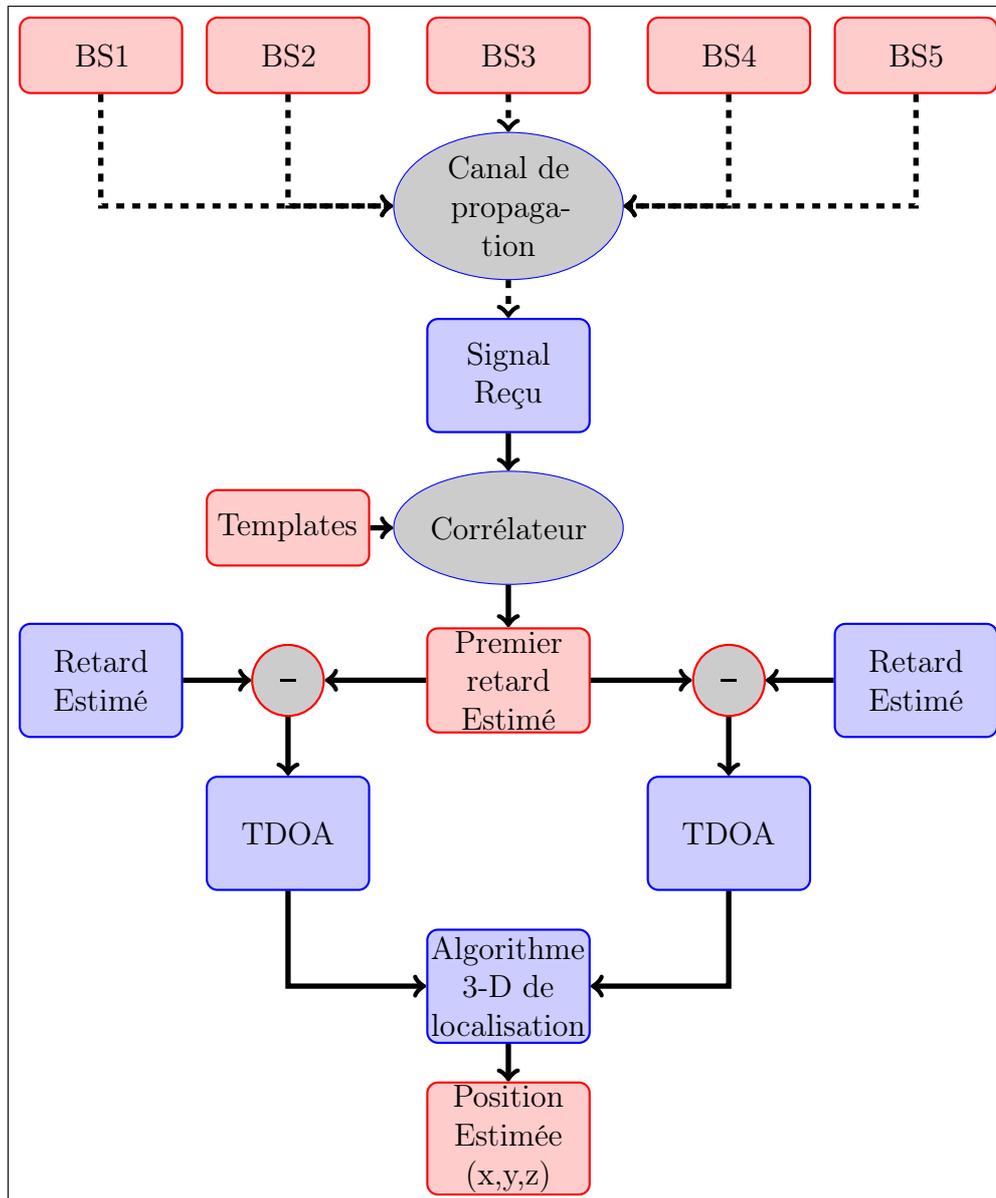


FIGURE 4.14 – L'architecture détaillée du système de localisation.

Deux différents types de systèmes ont été simulés en fonction de la technique de transmission ULB utilisée. Ainsi donc, dans le premier système de localisation, la technique d'accès multiple DS-CDMA a été appliquée aux signaux de transmission. Dans le

second système, la technique d'accès multiple TH-CDMA a été appliquée aux signaux de transmission. Pour chaque technique et pour une longueur de code donnée, le système a été testé numériquement avec le logiciel *MATLAB*. Dans une dernière phase de notre étude, les résultats des deux systèmes ont été comparés pour mettre en exergue l'impact des techniques d'accès multiple sur les performances du système en terme d'erreur de localisation et de sa robustesse face aux trajets multiples.

Lors de ces simulations, les positions des stations émettrices sont fixes et celles du mobile (récepteur) variables. De ce fait, pour évaluer diverses positions du mobile, nous avons défini une zone d'étude dont les dimensions sont caractérisées par  $X \times Y \times Z = 3 \times 6 \times 4$  dans laquelle évolue le mobile par pas de deux suivant chacun des axes  $y$  et  $z$  variables. Cette zone est de la taille d'un environnement *indoor*. Ce sont 48 positions différentes du mobile qui ont été ainsi testées. Les positions des cinq stations de base supposées fixes sont indiquées dans le tableau 4.11. Chaque système est simulé dans en supposant tout d'abord le canal AWGN et ensuite les six canaux ULB *indoor* du standard *IEEE 802.15.4a*.

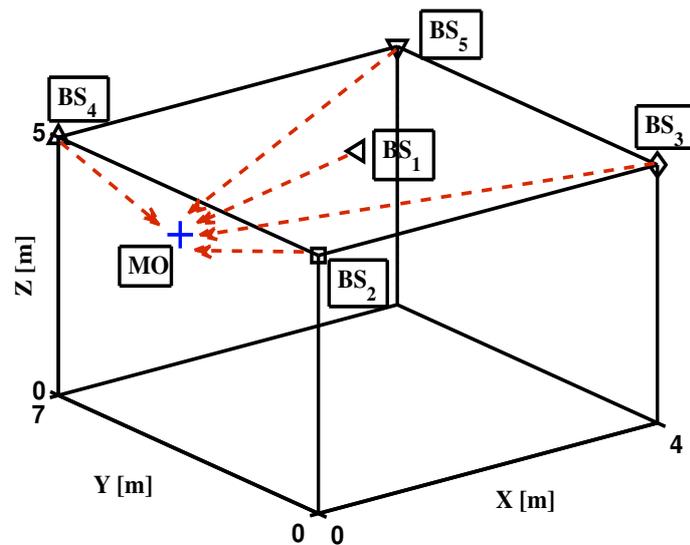


FIGURE 4.15 – Configuration géométrique du système simulé.

#### 4.5.1 Résultats de localisation 3-D MISO dans le canal AWGN

Le canal de simulation considéré est le canal gaussien (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) avec une fréquence d'échantillonnage de 8 GHz et des codes de la famille des codes de longueur  $L = 31$ . Deux types de transmission MISO ont été étudiés : une transmission sans trajets multiples et une autre transmission avec des trajets multiples.

Base Stations	$x_i$ (m)	$y_i$ (m)	$z_i$ (m)
$BS_1$	2	3,5	5
$BS_2$	0	0	5
$BS_3$	4	0	5
$BS_4$	0	7	5
$BS_5$	4	7	5

TABLE 4.11 – Positions des stations émettrices.

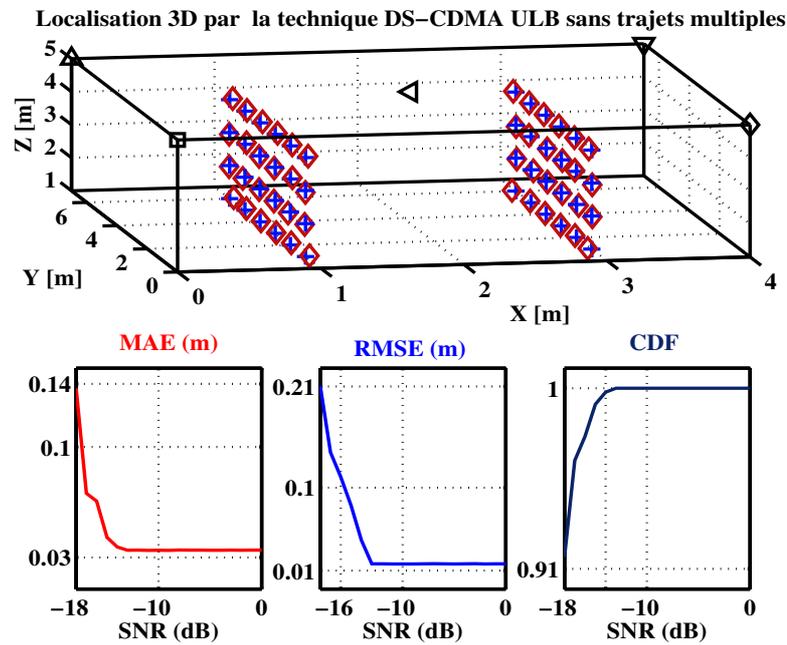
Les paramètres des trajets multiples considérés sont ceux qui ont été définis dans la section 4.4.1.

La MAE, la RMSE et la CDF ont été évaluées pour chaque valeur du SNR par rapport à la position réelle du mobile. Le seuil pour calculer la CDF a été fixée à 10 *cm* ; ce qui revient à faire plusieurs estimations de la position du mobile pour chaque valeur du SNR. In fine, lors du calcul de la CDF, on cherche les estimations pour lesquelles l'erreur de localisation est inférieure ou égale à 10 *cm* parmi plusieurs estimations. Pour chaque valeur du SNR et pour chaque position, 500 estimations ont été réalisées.

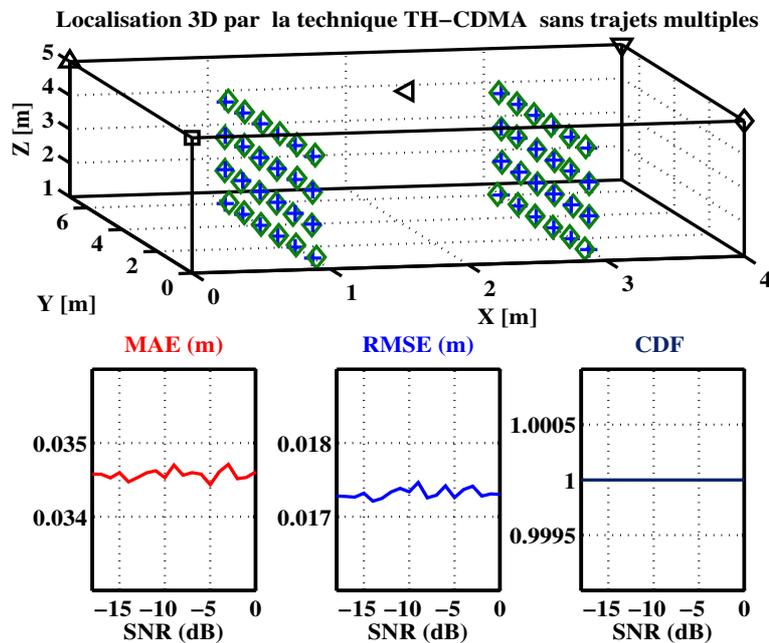
#### 4.5.1.1 Localisation 3-D dans le canal AWGN sans trajets multiples

La figure 4.16a décrit les positions estimées en utilisant la technique DS-CDMA dans le cas d'une transmission sans trajets multiples ainsi que l'erreur de localisation pour différentes valeurs du SNR. Quant à la figure 4.16b, elle représente les résultats de localisation par la technique TH-ULB. Les résultats obtenus par chacune des deux techniques sont présentés comme suit :

- Technique DS-CDMA ULB : L'erreur absolue moyenne devient inférieure à 10 *cm* pour des SNR supérieurs à  $-17$  *dB*. Quant à la RMSE de ces positions estimées, elle devient inférieure à 10 *cm* à partir de  $-16$  *dB*. La fonction cumulative de ces positions estimées montre que 91% des 500 estimations de la position du mobile à  $-18$  *dB*, sont obtenues avec une erreur inférieure à 10 *cm*. Comme on peut aussi le remarquer sur cette courbe de la CDF, la probabilité inférieure à 1/500 ou une erreur de localisation inférieure ou égale à 10 *cm*, est obtenue à partir de  $-14$  *dB* dans cette configuration sans trajet multiples.
- Technique TH-CDMA ULB : Sur la figure 4.16b, l'erreur de localisation des positions est toujours inférieure à 10 *cm*. C'est la fonction de distribution cumulative qui traduit au mieux les performances de cette technique. En effet, elle montre que lors des 500 estimations, l'erreur de localisation est inférieure à 10 *cm*.



(a) Localisation 3-D par la technique DS-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission sans trajets multiples.



(b) Localisation 3D par la technique TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission sans trajets multiples

FIGURE 4.16 – Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission MISO sans trajets multiples.

#### 4.5.1.2 Localisation 3-D dans le canal AWGN avec trajets multiples

Les figures 4.17a et 4.17b représentent respectivement, les résultats de localisation par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA dans le cas d'une transmission avec trajets multiples.

- Comme on peut le remarquer sur la courbe de la CDF de la figure 4.17a, 25% des estimations réalisées ont une erreur inférieure à 10 cm à  $-10$  dB et la certitude d'une erreur de localisation inférieure ou égale à 10 cm, ne peut être obtenue qu'à partir de 2 dB avec la technique DS-ULB dans cette configuration MISO avec trajet multiple.
- Quant à la figure 4.17b qui illustre les résultats des estimations avec la technique TH-CDMA ULB, la CDF montre que lors des 500 estimations, 70% des positions estimées ont une erreur de localisation inférieure ou égale à 10 cm à  $-10$  dB. Elle devient inférieure à 10 cm pour des SNR supérieurs  $-5$  dB.

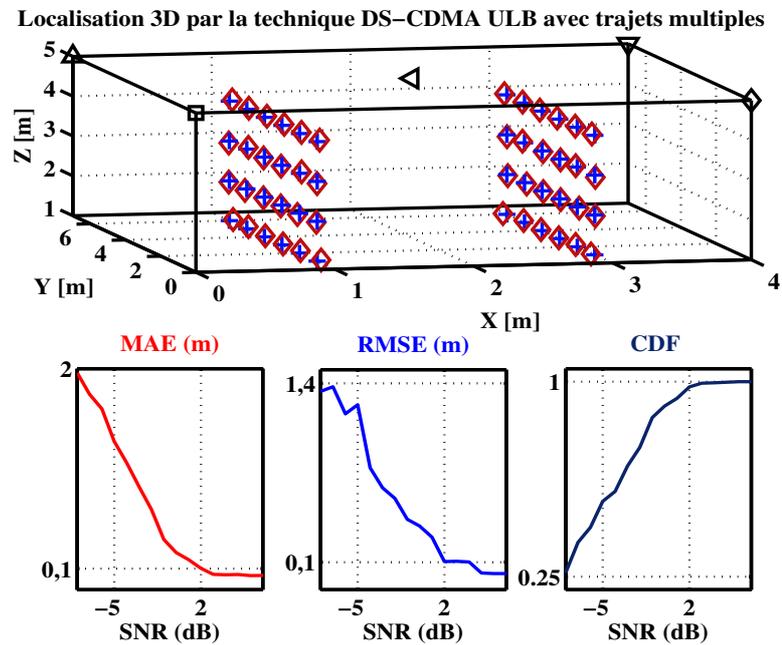
A partir de ces résultats, on remarque que les performances de la technique DS-CDMA en localisation dans le cas d'une transmission MISO est mitigée. En effet, elle ne peut fournir de bonnes estimations dans une configuration MISO avec trajets multiples qu'à partir des grandes valeurs de SNR. Quant à la technique TH-CDMA ULB, elle a de bonnes performances comparativement à la DS-CDMA. Après cette étude dans le canal AWGN, nous allons maintenant simuler le système dans les canaux ULB indoor proposés par *IEEE.802.15.4a*.

#### 4.5.2 Localisation 3-D MISO dans les canaux IEEE 802.15.4a

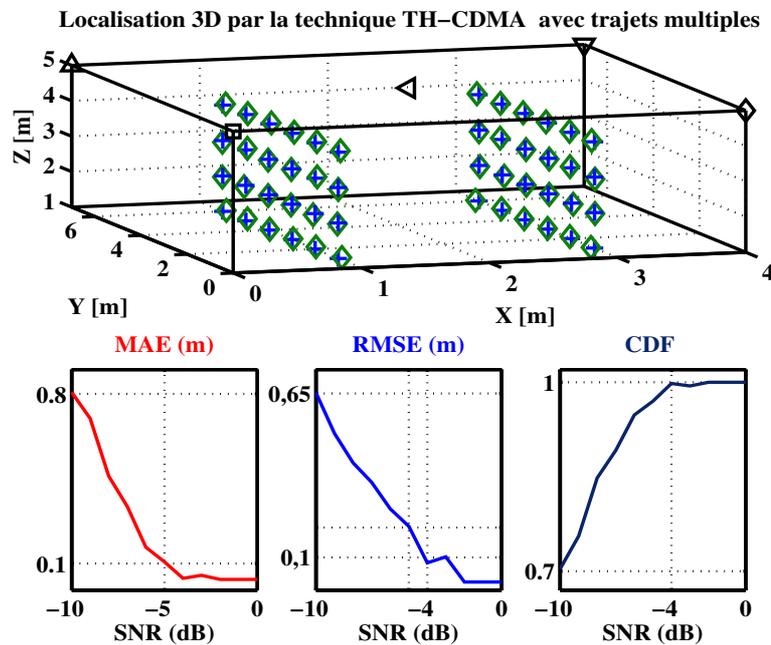
Les mêmes positions du mobile considérées lors de l'étude dans le canal AWGN ont été également maintenues pour évaluer les performances des deux techniques dans les canaux *IEEE.802.15.4a indoor*. La fréquence d'échantillonnage de 8 GHz a été aussi considérée pour la modélisation de ces canaux. Les résultats obtenus dans les canaux CM3 et CM4 sont présentés dans les prochaines sous-sections. Les valeurs du SNR varient de  $-20$  dB à 0 dB.

##### 4.5.2.1 Résultats de localisation 3-D dans le canal CM3

Rappelons que le canal CM3 correspond à une transmission en visibilité directe à l'intérieur des environnements de type bureaux. Dans ce canal, le trajet fort est toujours le premier à arriver. C'est l'équivalent du canal AWGN sans trajets multiples. La figure 4.18 décrit un exemple des positions estimées du mobile dans le canaux *IEEE 802.15.4a CM3* ainsi que des erreurs obtenues. Les résultats obtenus se présentent comme suit :

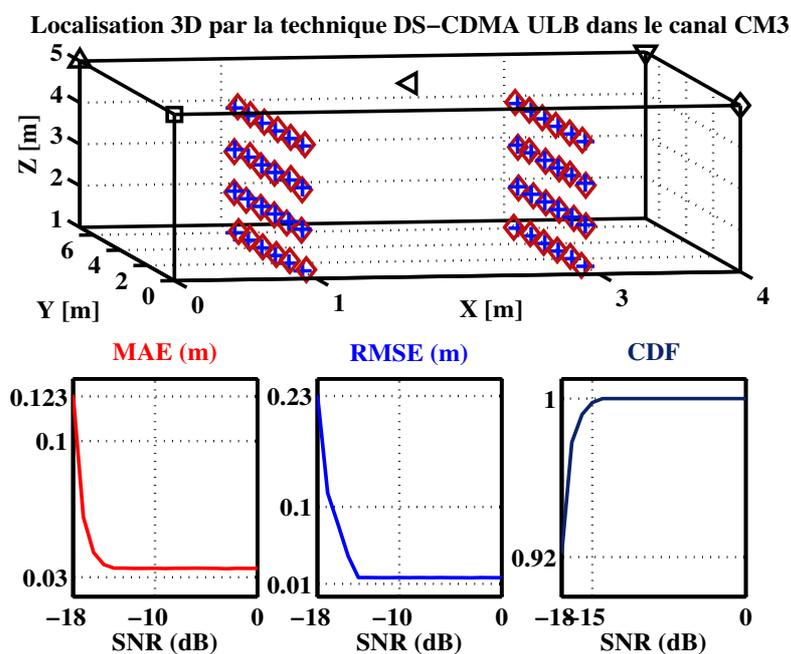
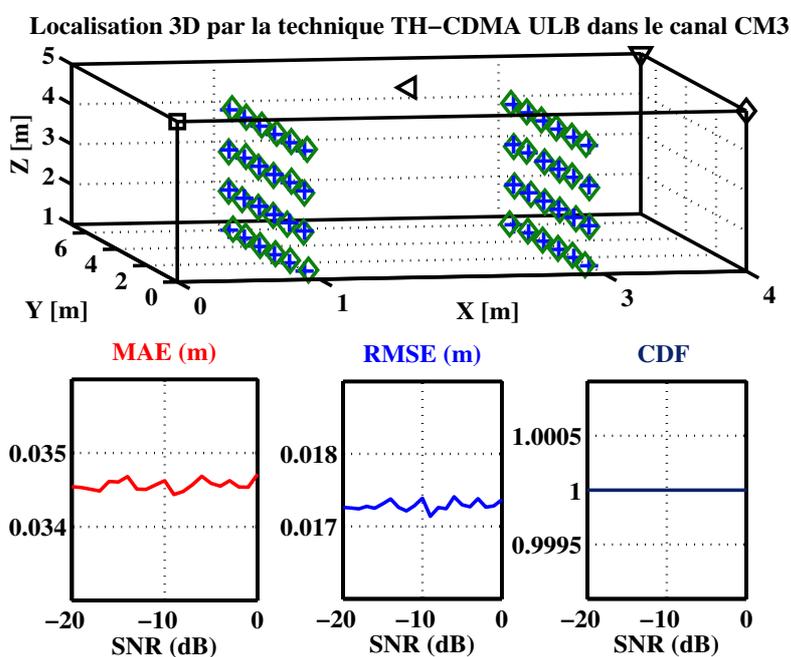


(a) Localisation 3-D par la technique DS-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission avec trajets multiples.



(b) Localisation 3D par la technique TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission avec trajets multiples

FIGURE 4.17 – Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans le canal AWGN pour une transmission MISO avec trajets multiples.

(a) Localisation 3-D par la technique DS-CDMA dans le canal *CM3*.(b) Localisation 3-D par la technique TH-CDMA dans le canal *CM3*.FIGURE 4.18 – Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA dans le canal *CM3* de *IEEE.802.15.4a*.

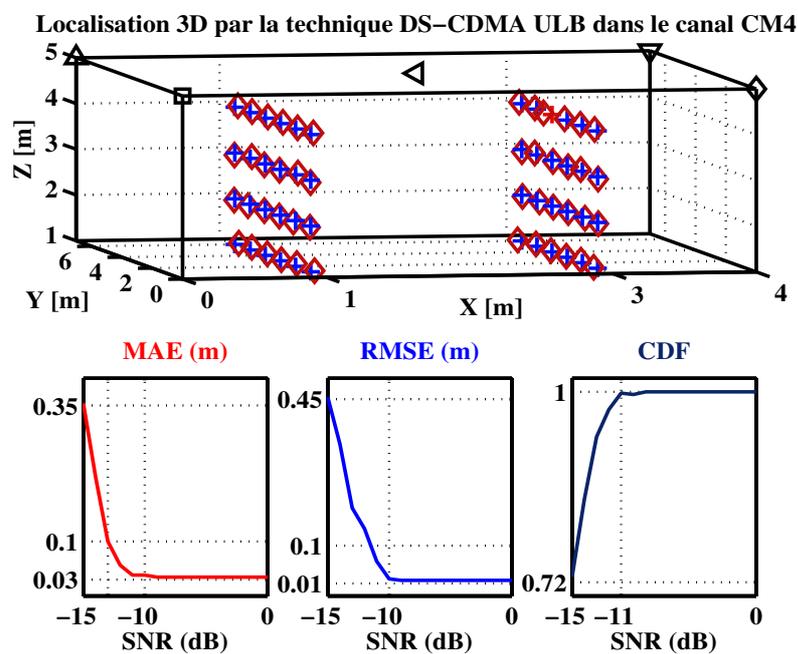
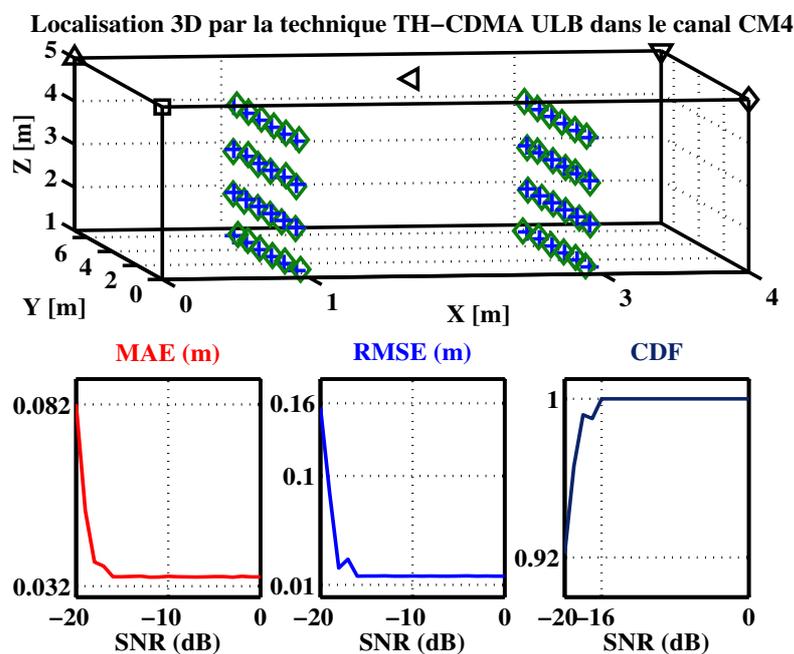
- Avec la technique DS-CDMA, la valeur maximale de la MAE est de 12,3 *cm* et celle de la RMSE de 23 *cm* à  $-18$  *dB*. Leurs valeurs minimales sont respectivement de 3 *cm* et 1 *cm*. La CDF montre qu'une erreur de localisation inférieure à 10 *cm* n'est obtenue qu'à partir de  $-15$  *dB*. Elle indique aussi que dans 92% des 500 estimations, l'erreur de localisation est inférieure ou égale à 10 *cm* à  $-18$  *dB*.
- Avec la technique TH-CDMA, la MAE et la RMSE fluctuent, respectivement, autour de 3,45 et 1,75 *cm* pour toutes les valeurs de SNR. C'est ce qui est mis en exergue par une CDF constante égale à 1.

#### 4.5.2.2 Résultats de localisation 3-D dans le canal *CM4*

Le canal *CM4* caractérise une transmission sans visibilité directe entre émetteur et le récepteur à l'intérieur des environnements de types bureaux. C'est le cas d'une transmission avec trajets multiples *NLOS*. Dans ce canal, le trajet fort n'est pas toujours le premier à arriver. C'est l'équivalent du canal AWGN avec trajets multiples. La figure 4.19 décrit un exemple des positions estimées du mobile dans le canal *IEEE 802.15.4a CM4* avec les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB. Les résultats de localisation obtenus avec chacune des deux techniques dans ce canal *CM4* sont :

- Avec la technique DS-CDMA, la MAE maximale est de 35 *cm* et sa valeur minimale est d'environ 3 *cm*. Quant à la RMSE, sa valeur maximale est de 45 *cm* et sa valeur minimale est de 1 *cm*. La CDF montre que 72% des estimations ont donné une erreur de localisation inférieure à 10 *cm* pour un SNR de  $-15$  *dB*. Une certitude de localisation avec une erreur inférieure à 10 *cm* ne peut être obtenue qu'à partir de  $-11$  *dB*.
- Avec la technique TH-CDMA, la MAE maximale est de 8,2 *cm* et sa valeur minimale est d'environ 3,2 *cm*. Quant à la RMSE, sa valeur maximale est de 16 *cm* et sa valeur minimale est de 1 *cm*. La CDF montre que 92% des estimations ont donné une erreur de localisation inférieure à 10 *cm* à  $-20$  *dB*. Une certitude de localisation avec une erreur inférieure à 10 *cm* ne peut être obtenue qu'à partir de  $-16$  *dB*.

Les résultats obtenus dans les canaux AWGN et *indoor* du standard *IEEE.802.15.4a* montrent que la technique de transmission DS-CDMA permet d'obtenir de bonnes estimations de position en fonction de la configuration adoptée. Ainsi, dans une configuration MISO sans trajets multiples, on peut obtenir une erreur de localisation de 10 *cm* à partir de  $-15$  *dB*. Dans le cas d'une transmission avec trajets multiples, cette erreur est obtenue à partir de  $-11$  *dB* dans le canal *CM4*. Les résultats obtenus avec la technique de transmission TH-CDMA montrent que cette technique offre de bonnes estimations de position par rapport à la DS-CDMA. En effet, dans la configuration MISO sans trajets

(a) Localisation 3-D par la technique DS-CDMA dans le canal  $CM_4$ .(b) Localisation 3-D par la technique TH-CDMA dans le canal  $CM_4$ .FIGURE 4.19 – Résultats de localisation 3-D par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA ULB dans le canal  $CM_4$  de *IEEE.802.15.4a*.

multiples, une erreur de localisation de 10 *cm* est obtenue à partir de  $-20$  *dB*. Dans le cas de la transmission avec trajets multiples, cette erreur s'obtient à partir de  $-16$  *dB* dans le canal *CM4*.

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des performances du système de localisation 3-D par des tests en propagation guidée et par des simulations.

Dans une première phase de notre étude, l'algorithme de localisation a été validé par des tests en propagation guidée. Les résultats de ces tests ont mis en exergue l'impact de la configuration géométrique des stations de base sur le niveau de précision d'un système de localisation. Dans la seconde phase, nous avons traité l'épineux problème de la détection du premier trajet (le trajet direct si on suppose que c'est lui qui arrive toujours le premier au récepteur). L'algorithme proposé à cet effet, exploite les propriétés des fonctions d'inter-corrélation des codes pseudo-aléatoires de la famille de Gold. Il a été simulé dans le canal AWGN et dans les canaux *IEEE 802.15.4a indoor* en considérant une configuration MISO. Ces études ont mis en exergue l'importance que revêt la détection du premier trajet pour les systèmes de localisation. Dans la dernière partie de ce chapitre, le système a été testé globalement en simulant toute sa chaîne de transmission. Deux techniques d'accès multiples ont été testées. Les résultats ont montré que la technique du saut temporel offre de meilleures performances en terme d'erreur de localisation que la technique d'accès multiple basée sur l'étalement de séquences directes. Par contre, la technique TH-ULB nécessite plus de temps de calcul que la DS-CDMA ; ceci entraîne une importante consommation d'énergie d'où l'important problème de compromis qui doit être fait entre erreur de localisation et consommation énergétique souhaitées.

Les résultats obtenus dans chaque étape de la validation du système, permettent de prévoir un système de localisation 3-D avec une erreur de localisation de l'ordre du centimètre tant dans le canal AWGN que dans les canaux ULB indoor. Dans le prochain chapitre, le système sera testé dans un environnement réel de type indoor. Les résultats de ces tests expérimentaux permettront d'évaluer ses performances réelles.

# Chapitre 5

## Résultats expérimentaux du système localisation 3-D

### 5.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale des performances d'un système de localisation 3-D basé sur les techniques de transmission ULB pour une application *in-door*. Dans un premier temps, nous décrirons les différents éléments utilisés lors de nos tests expérimentaux : le générateur d'impulsion ULB, les antennes, l'amplificateur, l'oscilloscope et l'unité de traitement. Nous présentons dans un second temps, notre système de localisation 3-D, ses caractéristiques et les différents résultats des tests effectués.

### 5.2 Description du dispositif de manipulation

Les éléments nécessaires à la constitution d'un système de localisation ULB sont le générateur d'impulsions ultra brèves, les antennes et le système d'acquisition et de traitement des signaux. Le système utilisé pour les tests est composé de cinq stations de base émettrices et d'une station réceptrice qui joue le rôle du mobile.

#### 5.2.1 Les éléments du système à l'émission

Les éléments constitutifs de l'émission sont décrits comme suit.

- Trois générateurs de formes d'ondes arbitraires (*Tektronix AWG 7102C*) (voir figure 5.1) ont été utilisés. En effet, chaque générateur possède deux sorties ; comme le système fonctionne avec cinq stations de base, il faut nécessairement trois générateurs pour la transmission des cinq signaux vers les antennes émettrices. L'origi-

nalité de ce générateur ULB est d'avoir deux moyens de lui transmettre les signaux à envoyer aux antennes émettrices : on peut le faire à partir d'un support amovible ou d'un réseau local. Cette fonction du générateur a permis de tester plusieurs signaux. Ce générateur permet également de générer des formes d'ondes ULB couvrant la bande ULB de  $3,1\text{ GHz}$  à  $10,6\text{ GHz}$  avec une fréquence d'échantillonnage de  $10\text{ Gec}/s$  sur chacune de ses deux sorties.



FIGURE 5.1 – Générateur de formes d'ondes arbitraires.

- Cinq antennes cornet rigides jouent le rôle des cinq stations de base émettrices (voire figure 5.2). Ces antennes fonctionnent dans la bande de  $700\text{ MHz}$  à  $18\text{ GHz}$  avec un gain variant entre  $15$  et  $18\text{ dB}$ . Elles ont une adaptation moyenne et procurent une directivité importante.



FIGURE 5.2 – Antenne cornet utilisé comme émetteur.

### 5.2.2 Les éléments du système de réception

Les éléments utilisés à la réception sont :

- Une antenne monopôle constituée d'une plaque métallique placée perpendiculairement à un plan de masse et alimentée par l'intermédiaire d'un connecteur coaxial (voir figure 5.3a). Cette antenne possède une bande d'adaptation de  $890\text{ MHz}$  à  $11\text{ GHz}$  à  $-10\text{ dB}$ . Un amplificateur de gain supérieur à  $15\text{ dB}$  et une bande passante comprise entre  $2$  et  $8\text{ GHz}$  est placé à la sortie de l'antenne et avant la voie d'entrée de l'oscilloscope (voir figure 5.3a).



(a) Antenne monopôle utilisée en réception.

(b) Amplificateur utilisé en réception.

FIGURE 5.3 – Antenne monopôle et amplificateur utilisés en réception.

- Un oscilloscope de la série *TDS6124C* de *Tektronix* pour l'acquisition des signaux (voir figure 5.4). Il est caractérisé principalement par une bande passante de  $12\text{ GHz}$ , une sensibilité comprise entre  $10\text{ mV}$  et  $1\text{ V}$  et une fréquence d'échantillonnage maximale de  $40\text{ Gec/s}$ . Pour les mesures effectuées, c'est la fréquence d'échantillonnage de  $20\text{ Gec/s}$  qui a été utilisée.

## 5.3 Principe du démonstrateur de localisation 3-D

Le principe de fonctionnement du système est décrit comme suit. Les signaux de localisation sont constitués de codes pseudo-aléatoires de longueur  $L_p$  modulés par une impulsion ULB de largeur  $1\text{ ns}$ . Pour avoir un bon rapport cyclique, un temps de garde  $y$  est ajouté. La figure 5.5 montre l'exemple d'une impulsion ULB émise et acquise.

Les techniques d'accès multiples DS-CDMA et TH-CDMA ont été utilisées dans la conception des signaux de localisation. Après la conception des signaux, ils sont transmis

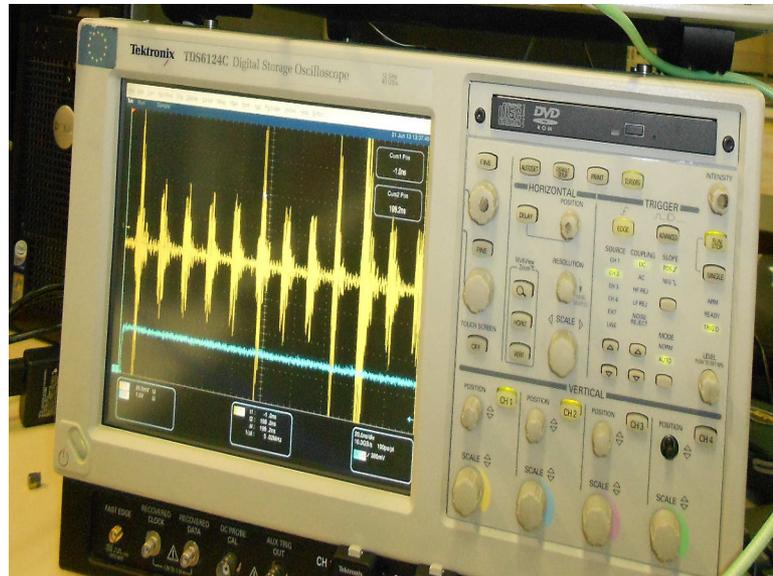


FIGURE 5.4 – Oscilloscope numérique.

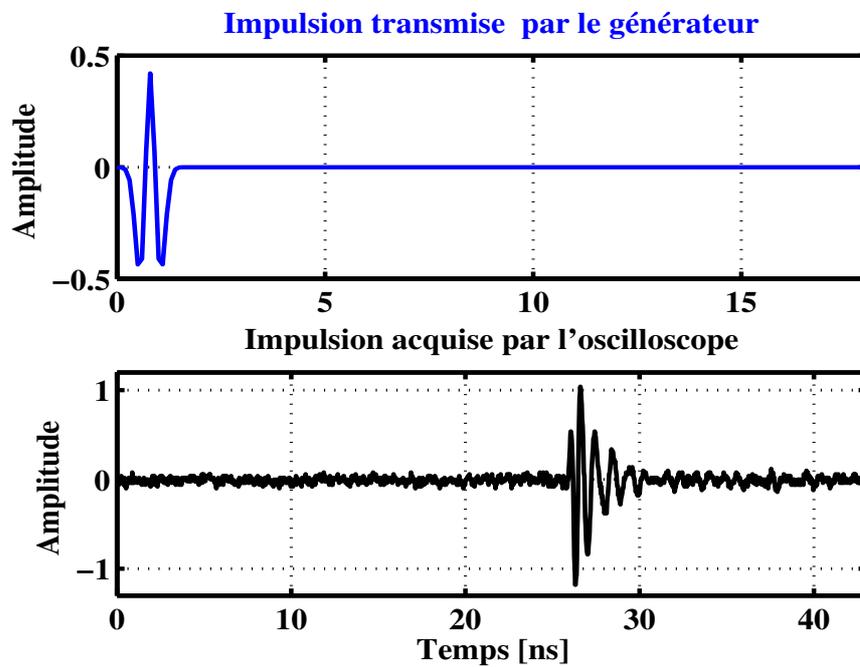


FIGURE 5.5 – Exemple d'une impulsion transmise et d'une impulsion reçue.

aux trois générateurs de formes d'ondes arbitraires par le biais d'un réseau local. Les générateurs les envoient simultanément aux antennes à une fréquence d'échantillonnage de 10 *Gech/s*. Le signal transmis du générateur à chaque station de base est constitué d'une série de  $L_p = 31$  impulsions.

Parmi les trois générateurs, un générateur joue le rôle de générateur *maître* et les deux autres sont les générateurs *esclaves*. Ce choix du générateur *maître* permet de fixer la cadence de la transmission vers les antennes en se basant sur l'horloge de ce générateur pour assurer la synchronisation à l'émission. Les stations 1 et 2 ( $BS_1$  et  $BS_2$ ) sont connectées au générateur *maître*. Les stations 3 et 4 ( $BS_3$  et  $BS_4$ ) sont reliées au premier générateur *esclave* et la station 5 ( $BS_5$ ) est connecté à l'une des sorties du deuxième générateur *esclave*.

Des câbles à connecteurs *N/SMA* ont été utilisés pour assurer la liaison entre les antennes émettrices et les générateurs. D'autres câbles à connecteurs *N/SMA* ont permis également de connecter l'amplificateur à l'antenne de réception et à l'oscilloscope. Un câble de longueur 1 *m* a été utilisé pour *trigger* le générateur *maître* à l'oscilloscope. Les câbles utilisés pour *trigger* les générateurs *esclaves* ont chacun une longueur de 1,5 *m*. La  $BS_1$  est reliée au générateur avec deux câbles de longueurs différentes dont un de longueur 1 *m* et l'autre de longueur 5 *m*. Deux câbles de longueur 3 *m* chacun ont permis de relier la  $BS_2$  au générateur *maître*. Un autre câble de longueur 5 *m* est utilisé pour connecter la station  $BS_3$  au générateur *esclave* 1. Les câbles utilisés pour connecter les stations  $BS_4$  et  $BS_5$  sont de longueur 4 *m* chacun. La station représentant le mobile est reliée à l'oscilloscope par un câble de longueur 2 *m*.

La technique temporelle TDOA ne nécessite pas de synchronisation entre émetteur-récepteur. Par contre, il a fallu synchroniser les différents émetteurs (synchronisation des générateurs *esclaves* avec le générateur *maître*). A l'aide des câbles de longueur 1,6 *m*, l'horloge des générateurs *esclaves* a été ajustée à celle du générateur *maître*. Cette synchronisation est obtenue en utilisant l'horloge externe du générateur *maître* qui est de 700 *MHz*. Un problème de synchronisation persistant et constant d'environ 197 *ns* a été observé entre le générateur *maître* et les deux générateurs *esclaves* (voir figure 5.6). Il y avait également un problème de synchronisation d'environ 1,2 *ns* entre les deux générateurs *esclaves* (voir figure 5.7).

En raison de ces problèmes de synchronisation, un retard constant d'environ 200 *ns* est observé à la réception et s'ajoute donc au temps d'arrivée réel de chaque signal. Ces problèmes ne constituent pas un défaut pour notre système. En effet, étant donné que les décalages temporels sont constants au niveau de chaque émetteur, la technique temporelle basée sur la TDOA permet de les supprimer lors de la détermination des paramètres temporels de position comme nous le verrons dans la suite.

Nous avons conçu les signaux des générateurs en tenant compte de ce qui précède. Par ailleurs, le générateur *maître* déclenche son horloge 3 *s* avant celles des générateurs *esclaves*. La durée d'émission du signal est de 600 *ns* pour celui conçu avec la technique

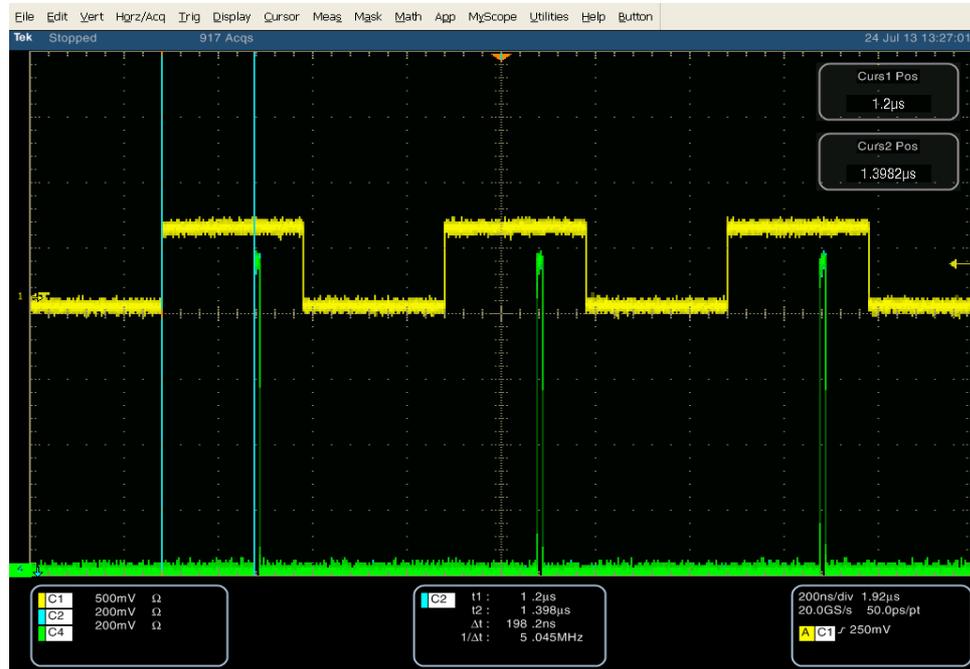


FIGURE 5.6 – Problème de synchronisation entre le générateur *maître* et les générateurs *esclaves*.



FIGURE 5.7 – Problème de synchronisation entre deux générateurs *esclaves*.

DS-CDMA et de  $1600\text{ ns}$  pour celui conçu avec la technique TH-CDMA. La figure 5.8 est une illustration des signaux DS-CDMA ULB transmis par les générateurs aux antennes d'émission.

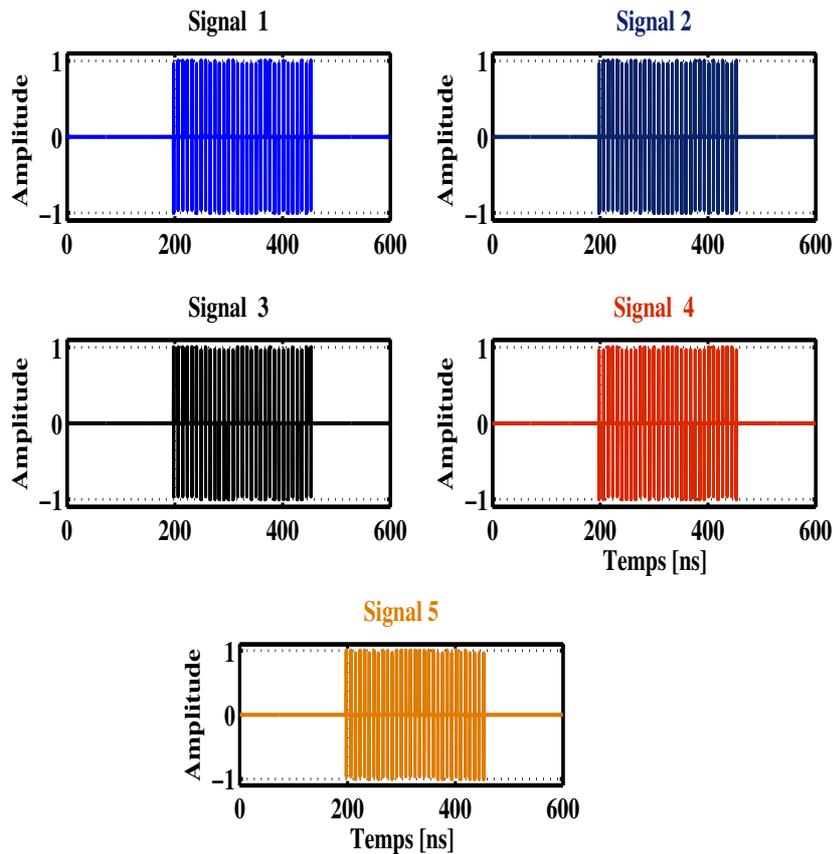


FIGURE 5.8 – Modèle du signal envoyé par les générateurs à chacune des cinq stations émettrices. Chaque signal possède un code pseudo-aléatoire unique pour l'accès multiple.

## 5.4 Résultats des mesures du système

L'unité de traitement du système est constituée d'un ordinateur doté du logiciel *MATLAB*. Après acquisition des signaux, un traitement en temps non réel est effectué. Il consiste à estimer les temps d'arrivée des différents signaux par corrélation à partir desquels sont déterminées les différentes TDOA. Ces paramètres estimés (TDOA) sont enfin

utilisés comme les variables d'entrée de l'algorithme de localisation 3-D pour calculer la position.

### 5.4.1 Les signaux acquis par l'oscilloscope

Plusieurs acquisitions de signaux ont été faites. Le signal de référence de chaque station de base a été acquis afin d'être utilisé pour la corrélation. Le signal reçu est acquis pendant un temps d'observation de  $T_{obs}$  pour les signaux DS-CDMA et d'environ  $2,5 T_{obs}$  pour les signaux TH-CDMA. Les figures 5.9 et 5.10 présentent respectivement, les signaux DS-CDMA et TH-CDMA reçus de toutes les stations de base acquis par l'oscilloscope.



FIGURE 5.9 – Signaux DS-CDMA ULB acquis par l'oscilloscope.

Les signaux tels que présentés sur les figures 5.9 et 5.10 ont été acquis sur une fenêtre plus large que celle contenant le signal significatif. Nous avons donc extrait une des parties utiles des signaux pour le traitement comme le montrent les figures 5.11 et 5.12.

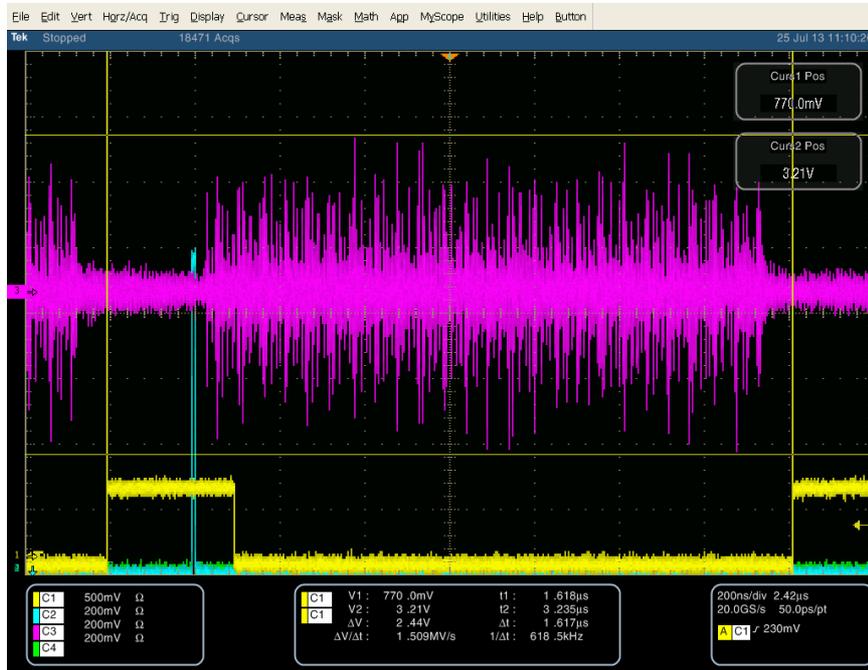


FIGURE 5.10 – Signaux TH-CDMA ULB acquis par l'oscilloscope.

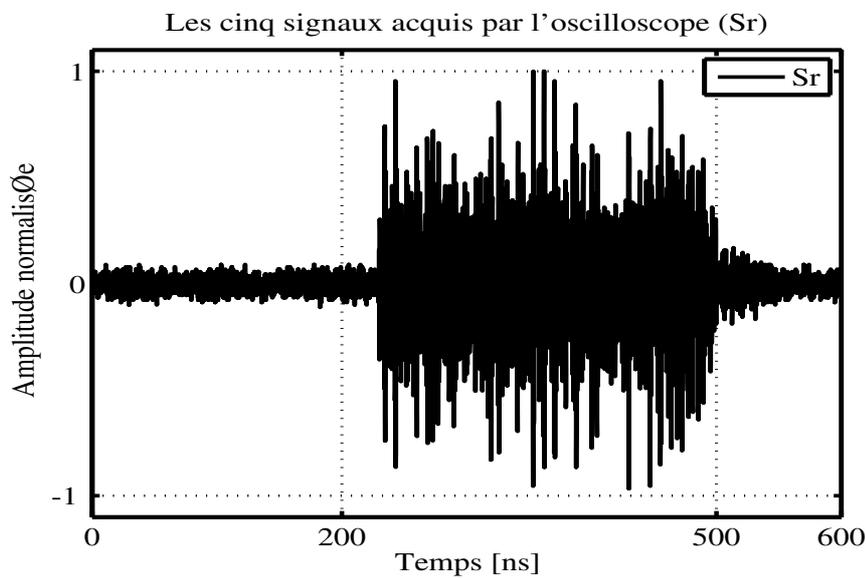


FIGURE 5.11 – Signal résultant des signaux DS-CDMA ULB transmis par les cinq stations de base utilisé lors du traitement.

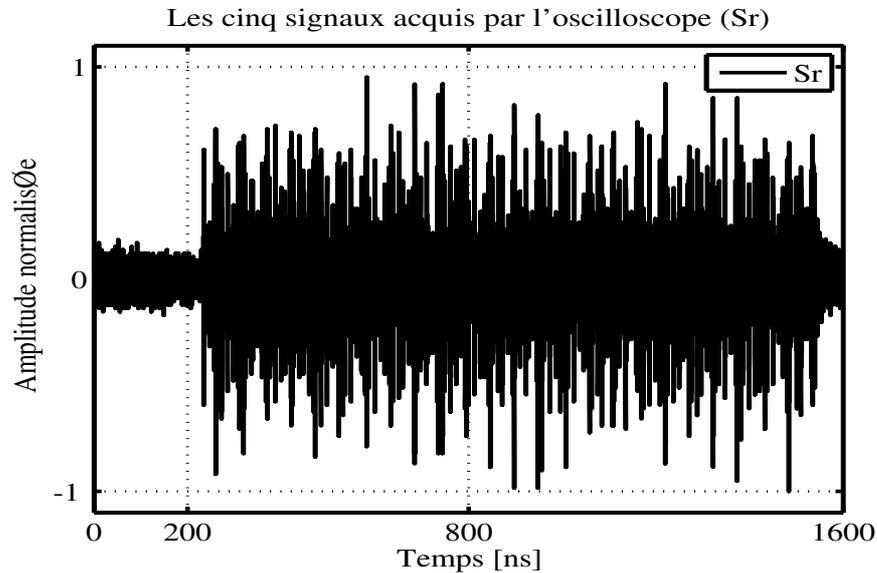


FIGURE 5.12 – Signal résultant des signaux TH-CDMA ULB transmis par les cinq stations de base utilisé lors du traitement.

#### 5.4.2 Détermination des paramètres de localisation par corrélation

La détermination des paramètres temporels de localisation a été faite en temps non réel par calcul numérique sur *MATLAB* après acquisition du signal de réception ( $Sr$ ) et des signaux de références ( $Sr_i, i = 1, \dots, 5$ ) pendant un temps d'observation ( $T_{obs}$  ou  $2.5T_{obs}$  selon la technique d'accès multiple utilisée). Ce signal de réception est la combinaison de tous les cinq signaux reçus dont l'envoi a été fait simultanément. Les signaux de références correspondent aux signaux reçus, émanant de chaque station émettrice uniquement. Lors de l'acquisition du signal de référence d'une station de base, les autres stations de base ne transmettent pas. Le temps d'observation est de  $T_{obs} = 600ns$  pour le signal de localisation DS-CDMA et de  $T_{obs} = 1600ns$  pour celui du TH-CDMA. Pour extraire les instants d'arrivée de chaque signal ( $\hat{\tau}_i$ ), une inter-corrélation ( $C_{Sr, Sr_i}$ ) a été faite entre le signal reçu ( $Sr$ ) et le signal de référence de chaque station de base ( $Sr_i$ ). Un exemple de la détermination des paramètres temporels est indiqué sur la figure 5.13. Cette figure 5.13 montre que le premier signal à arriver au récepteur est celui de la cinquième station. C'est donc son instant d'arrivée ( $\hat{\tau}_5$ ) qui est utilisé comme temps de référence pour le calcul des TDOA tels que :  $\hat{\tau}_{i,5} = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_5$  comme résumés dans le tableau 5.1.

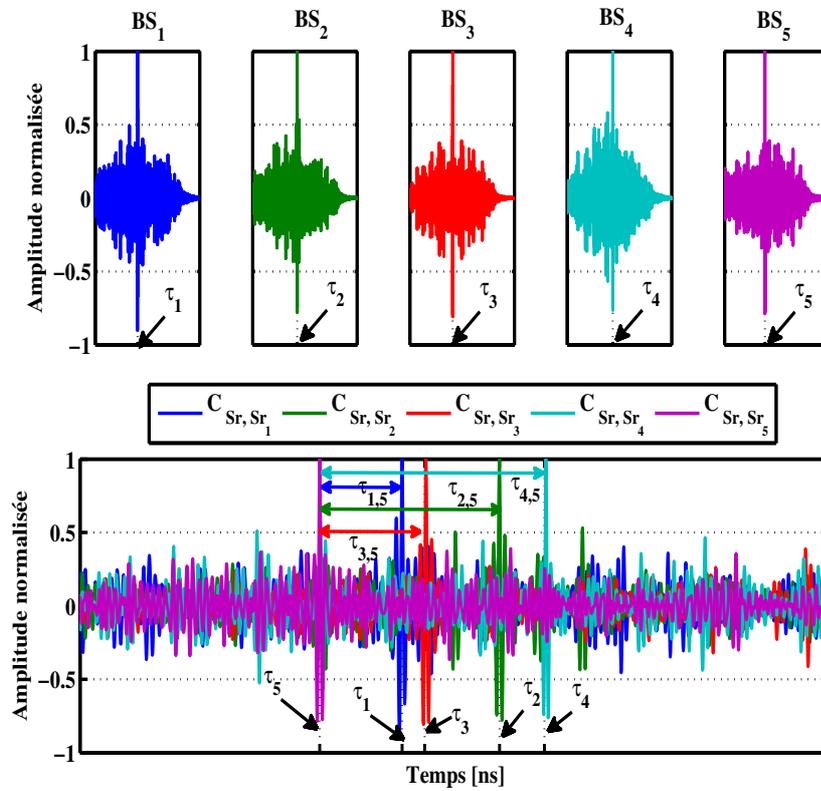


FIGURE 5.13 – Principe d'extraction des paramètres temporels de position par corrélation.

Station de base $BS_i$ ( $i = 1, \dots, 5$ )	Technique DS-CDMA		Technique TH-CDMA	
	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)
1	$\hat{\tau}_1$	$\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_1$	$\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_5$
2	$\hat{\tau}_2$	$\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_2$	$\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_5$
3	$\hat{\tau}_3$	$\hat{\tau}_3 - \hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_3$	$\hat{\tau}_3 - \hat{\tau}_5$
4	$\hat{\tau}_4$	$\hat{\tau}_4 - \hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_4$	$\hat{\tau}_4 - \hat{\tau}_5$
5	$\hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_5 - \hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_5$	$\hat{\tau}_5 - \hat{\tau}_5$

TABLE 5.1 – Extraction des paramètres temporels de position.

### 5.4.3 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor

Après l'extraction des paramètres temporels de localisation, la dernière étape du processus de localisation est l'estimation de la position. Pour ce faire, les TDOA obtenus sont utilisés comme les variables d'entrée de l'algorithme de localisation 3-D.

Les expérimentations ont été réalisées dans différents environnements *indoor* de type laboratoire : le hall du premier étage de l'équipe télécommunication du laboratoire IEMN-DOAE (voir figure 5.14) et le laboratoire LEOST de l'IFSTTAR (voir figure 5.15).



FIGURE 5.14 – Localisation dans le hall du premier étage de l'IEMN-DOAE.

Dans chaque environnement, différentes situations ont été étudiées. Les positions des stations de base sont fixes dans chaque situation et la position du mobile change. Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de deux situations. La première situation étudiée différentes positions du mobile dans lesquelles nous faisons varier sa composante en  $z$  au dessus de celles des stations de base. Quant au deuxième situation, il permet d'analyser différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur reste inférieure à celles des stations de base. Pour chaque position estimée, nous évaluons les performances du système en déterminant son erreur de localisation.

Comme dans le cas de l'étude du système dans le chapitre 4, deux systèmes ont été testés. Un premier système s'appuie sur la technique d'accès multiples DS-CDMA et l'autre système utilise la technique d'accès multiples TH-CDMA. Les résultats de ces deux systèmes sont présentés dans ce qui suit.

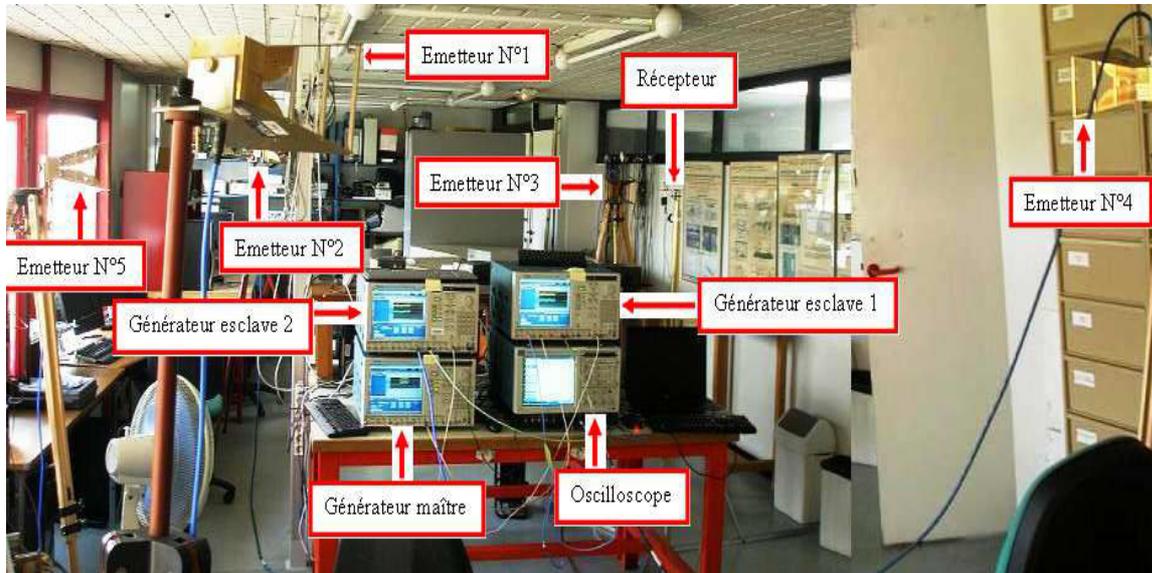


FIGURE 5.15 – Localisation dans le laboratoire LEOST de l'IFSTTAR.

#### 5.4.3.1 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor : première situation

Les positions des stations émettrices de ce première situation sont données dans le tableau 5.2. Dans ce situation, nous avons estimé différentes positions du mobile en faisant varier sa composante en  $z$ . Cette démarche permet d'analyser l'impact de cette composante sur la précision de localisation étant donné que les antennes émettrices sont fortement directives. Le tableau 5.3 est un récapitulatif de l'estimation des paramètres

Base Stations	$x_i$ (m)	$y_i$ (m)	$z_i$ (m)
$BS_1$	5	2	1
$BS_2$	0	3	0,5
$BS_3$	0	0	0
$BS_4$	5	0	0,3
$BS_5$	3,5	3	0

TABLE 5.2 – Positions des stations de base de la première situation.

temporels de cette position du mobile. Les figures 5.16 et 5.17 montrent la détermination des paramètres temporels du mobile dans la position  $(x = 2,3; y = 2,7; z = 1,5)$  (m) par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA, respectivement.

Ces résultats montrent que le premier signal détecté par le récepteur est celui de la troisième station. C'est donc son instant d'arrivée ( $\hat{\tau}_3$ ) qui est utilisé comme temps de référence pour le calcul des TDOA telles que :  $\hat{\tau}_{i,3} = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_3$ .

Station de base $BS_i$ ( $i = 1, \dots, 5$ )	Technique DS-CDMA		Technique TH-CDMA	
	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)
1	231	5	232	6
2	245	19	246	19
3	226	0	226	0
4	252	26	252	26
5	232	6	232	6

TABLE 5.3 – Résultats des estimations des paramètres temporels de position.

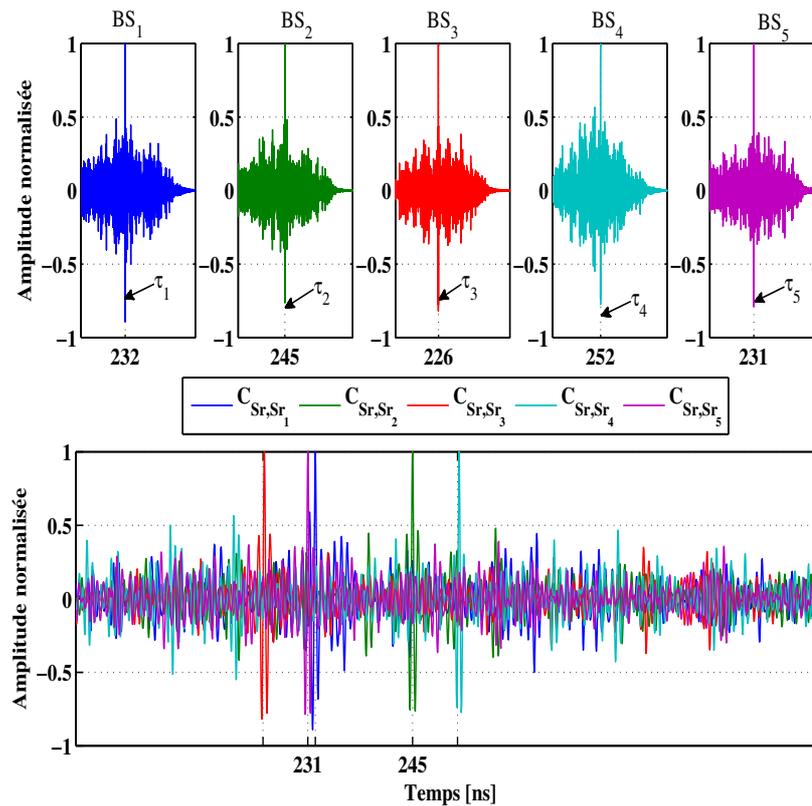


FIGURE 5.16 – Extraction des instants d'arrivée des signaux par corrélation pour la technique DS-CDMA ULB.

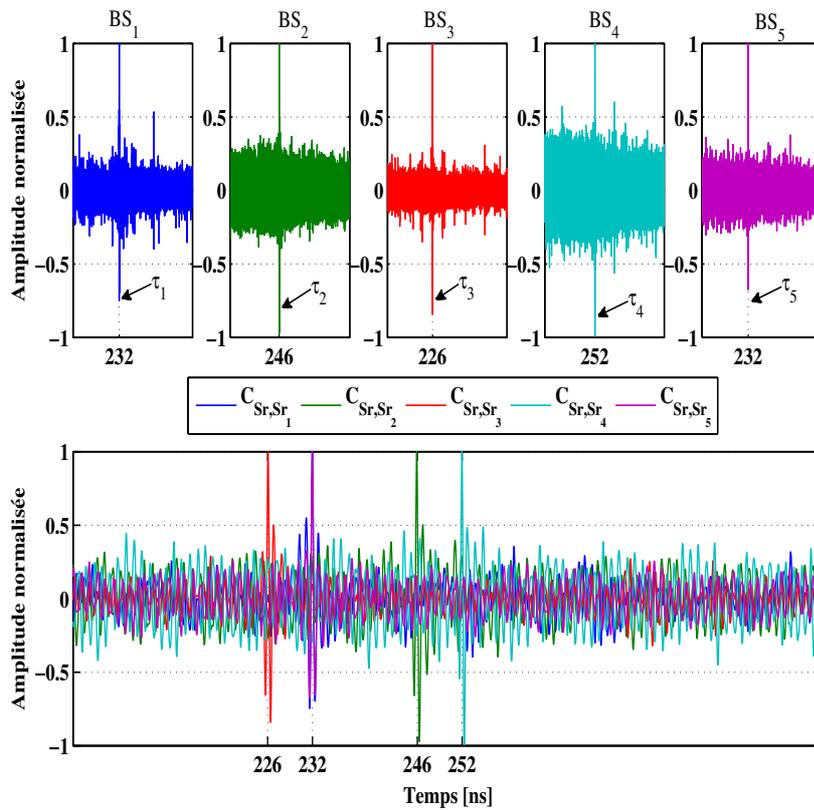


FIGURE 5.17 – Extraction des instants d'arrivée des signaux par corrélation des signaux pour la technique TH-CDMA ULB. Les signaux de stations  $BS_1$  et  $BS_5$  ont été détectés au même instant :  $\hat{\tau}_1 = \hat{\tau}_5 = 232$  ns .

Après extraction de ces paramètres de position, la position du mobile a été estimée par l'algorithme de positionnement 3-D en utilisant comme variables les paramètres du tableau 5.3. Les positions obtenues sont illustrées par les figures 5.18 et 5.19 respectivement, avec les techniques de transmission DS-CDMA et TH-CDMA.

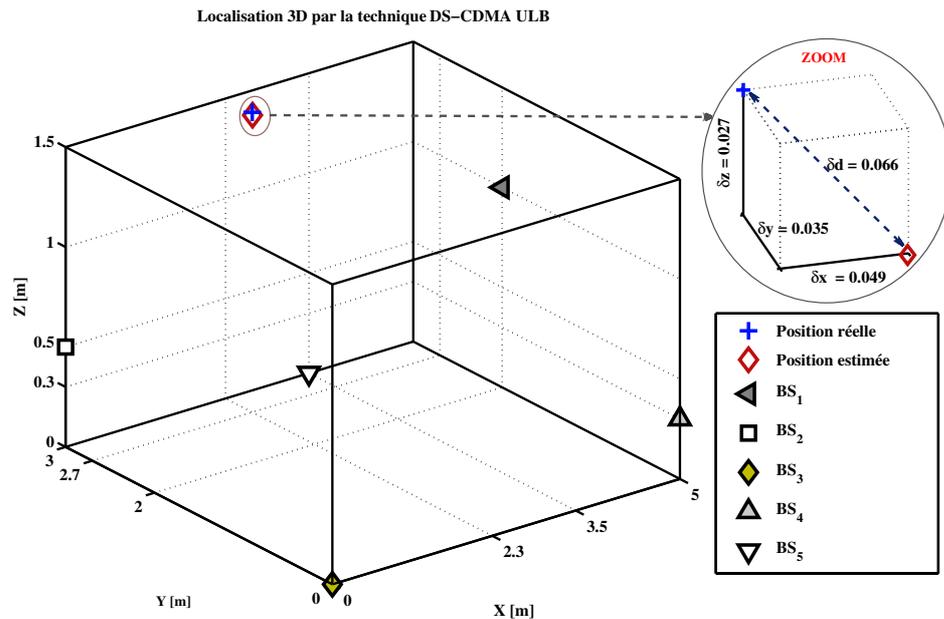


FIGURE 5.18 – Illustration de l'estimation de la position du mobile dans laquelle sa hauteur est supérieure à celles des stations de base. Le DS-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée.

Différentes positions du mobile ont été évaluées dans lesquelles seulement sa hauteur varie en restant supérieure à celles des stations émettrices. Les résultats des estimations de trois de ces positions du mobile sont données dans les tableaux 5.4 et 5.5 respectivement, avec les techniques DS-CDMA et TH-CDMA. Ces tableaux présentent également les erreurs de localisation suivant chaque composante  $x$ ,  $y$  et  $z$ , ainsi que l'erreur absolue générale de chaque position et pour chaque technique de transmission utilisée.

Nous observons à partir de ces résultats que les erreurs de localisation sont fonction de la position estimée. L'erreur varie entre 6,5 cm et 16 cm avec le système DS-CDMA et entre 4,4 cm et 13,7 cm avec le système TH-CDMA. L'erreur de localisation du système DS-CDMA ULB est ainsi légèrement supérieure à celle du système TH-CDMA ULB. Ces résultats confirment les résultats des simulations réalisées dans le chapitre 4. Le système de localisation TH-CDMA fournit de meilleures estimations que le système DS-CDMA. Ces résultats mettent également en exergue, l'influence de la composante en  $z$  sur la

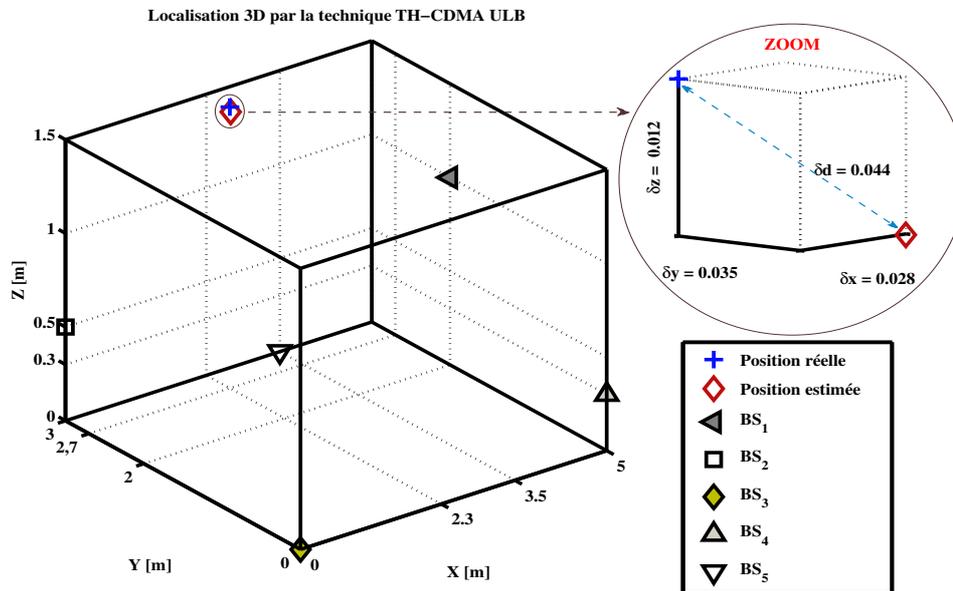


FIGURE 5.19 – Illustration de l’estimation de la position dans laquelle sa hauteur est supérieure à celles des stations de base. Le TH-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée.

	Position 1			Position 2			Position 3		
	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)
Positions réelles	2,30	2,7	1,5	2,30	2,7	1,4	2,30	2,7	1,3
Positions estimées	2,349	2,735	1,473	2,249	2,714	1,489	2,176	2,793	1,33
Erreurs	0,049	0,035	0,027	0,051	0,014	0,089	0,124	0,093	0,03
	0,065			0,103			0,158		

TABLE 5.4 – Résultats de localisation pour différentes positions dans lesquelles la hauteur du mobile est supérieure à celles des stations de base. Le DS-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée.

	Position 1			Position 2			Position 3		
	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)
Positions réelles	2,30	2,70	1,50	2,30	2,70	1,40	2,30	2,70	1,30
Positions estimées	2,328	2,712	1,469	2,328	2,712	1,469	2,264	2,802	1,216
Erreurs	0,028	0,035	0,012	0,028	0,012	0,069	0,036	0,102	0,084
	0,044			0,075			0,137		

TABLE 5.5 – Résultats de localisation de différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur est supérieure à celles des stations de base. Le TH-CDMA est la technique de transmission ULB utilisée.

précision des systèmes de localisation 3-D. L'erreur de localisation obtenue en 3-D est satisfaisante comparativement à la taille de la zone de mesure.

#### 5.4.3.2 Résultats de localisation 3-D en milieu indoor : deuxième situation

Contrairement à la démarche de la section 5.4.3.1 qui fait varier seulement la composante en  $z$  du mobile supérieure à celle des stations émettrices, la démarche de cette section consiste à tester différentes positions du mobile de telle sorte que dans chacune de ces positions, la composante en  $z$  du mobile reste inférieure à celles des stations émettrices. Les positions des stations émettrices de cette seconde situation sont données dans le tableau 5.6.

Base Stations	$x_i$ (m)	$y_i$ (m)	$z_i$ (m)
$BS_1$	4	3	1,8
$BS_2$	0	2,7	1,7
$BS_3$	0	0	1,6
$BS_4$	4,6	0	1,7
$BS_5$	3	4	1,5

TABLE 5.6 – Positions des stations de base de la deuxième situation.

La procédure de la détermination des paramètres temporels du mobile dans la position ( $x = 2,8$ ;  $y = 4,5$ ;  $z = 0,7$ ) ( $m$ ) par les techniques DS-CDMA et TH-CDMA est identique à celle décrite dans la section 5.4.3.1. Ici encore, le premier signal détecté par le récepteur est celui de la troisième station. C'est donc son instant d'arrivée ( $\hat{\tau}_3$ ) qui est utilisé comme temps de référence pour le calcul des TDOA tel que :  $\hat{\tau}_{i,3} = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_3$ . Le tableau 5.7 récapitule les paramètres temporels de position estimés.

Après extraction de ces paramètres de position, la position du mobile a été estimée par l'algorithme de positionnement 3-D en utilisant comme variables les paramètres du

Station de base $BS_i$ ( $i = 1, \dots, 5$ )	Technique DS-CDMA		Technique TH-CDMA	
	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)	$\hat{\tau}_i$ (ns)	$\hat{\tau}_{i,5}$ (ns)
1	228	9	227	10
2	246	29	246	29
3	217	0	217	0
4	251	31	251	31
5	231	14	235	18

TABLE 5.7 – Résultats des estimations des paramètres temporels de position par la technique TH-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices.

tableau 5.7. La position obtenue est illustrée par les figures 5.20 et 5.21 respectivement, avec les techniques de transmission DS-CDMA et TH-CDMA.

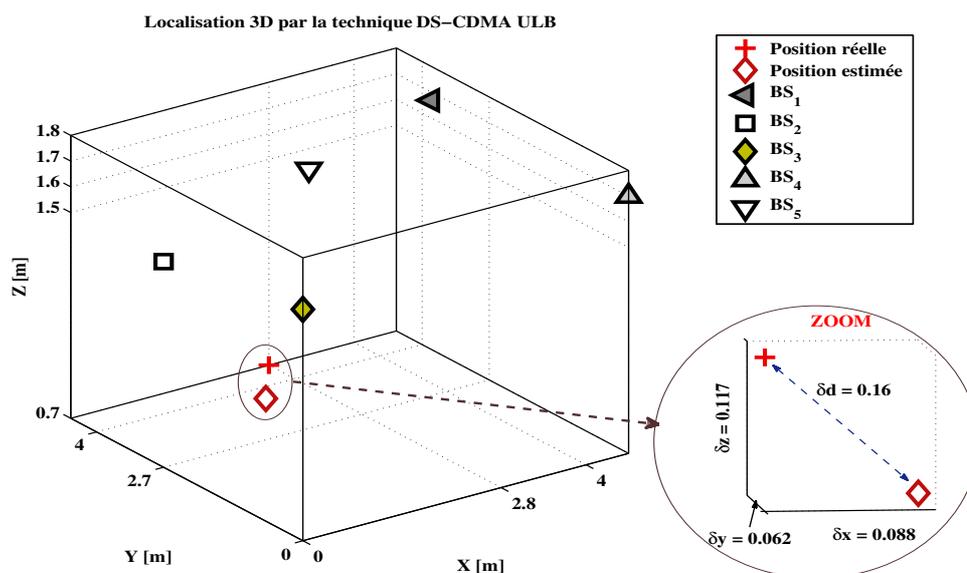


FIGURE 5.20 – Illustration de l'estimation de la position par la technique DS-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices.

Nous avons estimé différentes positions du mobile. Les résultats de trois de ces positions sont donnés dans les tableaux 5.8 et 5.9 respectivement, avec les techniques DS-CDMA et TH-CDMA. Ces tableaux fournissent également les erreurs de localisation suivant chaque composante  $x$ ,  $y$  et  $z$ , ainsi que l'erreur absolue générale de chaque

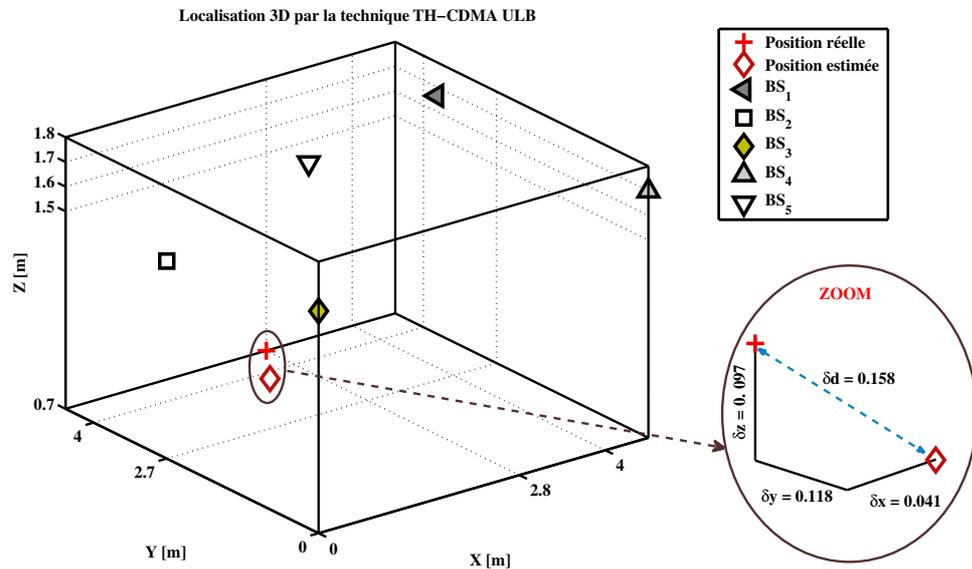


FIGURE 5.21 – Illustration de l’estimation de la position par la technique TH-CDMA ULB lorsque la hauteur du mobile est inférieure à celles des stations émettrices.

position et pour chaque technique de transmission utilisée.

Les résultats de cette situation montrent également que les erreurs de localisation sont fonction de la position estimée. Cette erreur varie entre 7,2 *cm* et 16 *cm* avec le système DS-CDMA et entre 3,3 *cm* et 15,8 *cm* avec le système TH-CDMA. Ces résultats confirment également l’influence de la configuration géométrique des stations de base dans la précision des systèmes de localisation. L’erreur de localisation obtenue en 3-D reste satisfaisante comparativement à la taille de la zone de mesure.

	Position 1			Position 2			Position 3		
	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)
Positions réelles	2,80	4,50	0,70	1,30	6,10	1,60	1,70	5,00	1,50
Positions estimées	2,712	4,438	0,583	1,320	6,169	1,600	1,642	5,099	1,600
Erreurs	0,088	0,062	0,117	0,021	0,069	0,000	0,058	0,099	0,100
	0, 16			0, 072			0, 153		

TABLE 5.8 – Résultats de localisation pour différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur reste inférieure à celles des stations de base avec la technique de transmission DS-CDMA ULB.

	Position 1			Position 2			Position 3		
	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)	$x$ (m)	$y$ (m)	$z$ (m)
Positions réelles	2,80	4,50	0,70	1,30	6,10	1,60	1,70	5,00	1,50
Positions estimées	2,759	4,382	0,603	1,318	6,127	1,60	1,612	5,061	1,600
Erreurs	0,041	0,118	0,097	0,018	0,027	0,00	0,088	0,061	0,100
	0,158			0,033			0,146		

TABLE 5.9 – Résultats de localisation pour différentes positions du mobile dans lesquelles sa hauteur reste inférieure à celles des stations de base avec la technique de transmission TH-CDMA ULB.

## 5.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de tester un système de localisation 3-D utilisant les techniques de transmission ULB pour des applications *indoor*. Nous avons d'abord détaillé les différents éléments nécessaires pour effectuer des tests d'un système de localisation ULB en 3-D. Nous avons réalisé un démonstrateur du système de positionnement à l'aide du matériel dont nous disposons. Tout d'abord un code pseudo-aléatoire est généré et modulé par une impulsion pour chaque utilisateur. Ce code permet de différencier les signaux des différents émetteurs. Pour déterminer les instants d'arrivée de chaque signal, un récepteur à corrélation implémenté sur *MATLAB* a été utilisé. Les différences de temps d'arrivée ont été déterminées et utilisées comme les variables de l'algorithme de localisation.

Différentes positions ont été testées. Nous retenons de ces résultats que les erreurs de localisation sont fonction de la position estimée. Ces erreurs sont assez satisfaisantes pour un système de localisation 3-D. Avec la technique d'accès multiple DS-CDMA, l'erreur est légèrement supérieure à celle de la technique TH-CDMA. Ces résultats expérimentaux confirment les résultats des simulations que nous avons réalisées dans le chapitre 4. Le système de localisation proposé permet d'attendre des erreurs de localisation centimétriques en 3-D. Ces résultats ont mis également en relief, l'influence de la composante en  $z$  et de la configuration des stations de base dans la précision des systèmes de localisation.

Les sources d'erreur de ces différentes expérimentations proviennent essentiellement de l'appareillage utilisé pour l'expérimentation. Les imprécisions dans les estimations des paramètres temporels sont dues aux câbles, à l'imprécision sur les distances mesurées entre les stations de base (hauteur réelle des antennes, difficulté de réaliser un repère orthogonal du fait de la configuration des environnements expérimentaux) et la forte directivité des antennes émettrices.

Il faut noter que, même si les résultats n'ont pas été donnés dans ce rapport, le

système proposé a tout d'abord été testé en 2-D avant la conception du système 3-D. De ce fait, notre système peut être considéré comme un système général de localisation. Les différents tests réalisés ont montrés que le système de localisation 3-D basé sur les techniques de transmission ULB possède un potentiel élevé en terme d'erreur (dizaine de centimètre). Ces résultats et les autres avantages apportés par l'ULB indiquent que cette technique de localisation peut être avantageusement utilisée pour assurer une continuité du service de localisation dans les zones non couvertes par les systèmes satellitaires.

# Conclusion générale et perspectives

## Conclusion générale

Les travaux de recherche présentés dans ce document avaient pour objectif d'étudier un système de localisation. A cet effet, nous avons traité un système de localisation 3-D pour les applications *indoor* basées sur les techniques de transmission de l'ULB impulsionnelle (IR-ULB).

Pour réaliser notre étude, nous avons tout d'abord effectué une rétrospective sur les systèmes de localisation existants. Les limites des systèmes de localisation à grande échelle en terme de disponibilité et voire en terme de précision dans les environnements confinés ont induit la recherche d'autres technologies innovantes. Parmi toutes les technologies existantes, nous avons montré que l'ULB, de par sa singularité en terme de précision et de faible puissance d'émission, s'impose avantageusement pour optimiser les performances de localisation. De fait, dans cette optique, nous avons présenté dans le chapitre 2 la technologie radio impulsionnelle ULB particulièrement son apport pour la localisation. Nous avons présenté le cadre règlementaire de l'ULB ainsi que les modulations et méthodes d'accès couramment utilisées pour transmettre de l'information. Quelques systèmes exploitant cette technologie et existants sur le marché ont été également présentés.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les éléments de base qui permettent de concevoir un système de localisation 3-D basé sur l'ULB-IR. Les différents blocs de la chaîne de transmission ont été traités. Le dimensionnement du signal de localisation et les méthodes de génération de ces signaux ainsi que les propriétés d'orthogonalité des codes pseudo-aléatoires ont été abordés. Les modèles des canaux de propagation dans les environnements *indoor*, les algorithmes de détection du trajet direct (premier trajet au cas où ce trajet direct n'existe pas) ont été présentés pour une bonne compréhension des phénomènes de propagation dans l'élaboration des modèles de canaux adaptés aux contraintes de la technologie ULB. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons étendu aux trois-dimension (3-D) l'algorithme non-itératif de positionnement développé par Chan pour une application 2-D. Cet algorithme est une alternative aux méthodes itératives souvent utilisées dans les systèmes de localisation et qui ont des problèmes de

convergence lors du calcul de la position et de ce fait entraînent une forte consommation d'énergie au niveau de l'unité de traitement.

Dans le chapitre 4, nous avons dans un premier temps validé l'algorithme de localisation en propagation guidée. Les résultats obtenus ont montré l'impact de la configuration géométrique des stations de base sur l'erreur de positionnement. Dans une seconde partie, nous avons proposé une approche de l'algorithme de détection du trajet direct pour l'adapter à notre système qui utilise une configuration MISO. Une étude de l'impact de la longueur du code de localisation et de la fréquence d'échantillonnage a été également faite. Cet algorithme de détection du trajet direct a été validé dans les canaux AWGN et *IEEE.802.15.4a indoor*. Le système de localisation 3-D a été finalement testé dans sa globalité dans les canaux AWGN et ULB indoor du standard *IEEE.802.15.4a* en utilisant deux différentes techniques d'accès multiples. Les résultats de ces simulations ont montré les performances de la technique de transmission TH-CDMA en terme de précision de localisation par rapport à la technique DS-CDMA et ont permis de prévoir un système de localisation 3-D avec une précision centimétrique.

Le dernier chapitre nous a permis de présenter un prototype du système de localisation 3-D impulsional ULB dans un environnement indoor réel. La partie transmission du système est constituée en émission de trois générateurs de formes d'onde arbitraires et de cinq antennes, et en réception d'une antenne monopôle, d'un amplificateur et d'un oscilloscope numérique. Expérimentalement, différentes configurations ont été testées dans deux environnements différents de type laboratoire. Les mesures effectuées après traitement ont abouti d'une part, à la détermination des paramètres de localisation temporels et d'autre part, au positionnement du mobile. L'erreur de positionnement du système est de l'ordre du centimètre. Les résultats de ces tests ont permis non seulement de valider les résultats théoriques, simulés et expérimentaux, mais aussi de confirmer les performances de l'ULB impulsional pour la localisation.

Pour terminer, les résultats obtenus dans ce travail montrent que l'utilisation des techniques de transmission basées sur la technologie radio impulsional ULB permet d'aboutir à un système de localisation de haute précision. Le système proposé offre une erreur de localisation 3-D d'une dizaine de centimètres (environ 15 *cm*) et reste satisfaisante pour les applications dans les environnements confinés.

## Perspectives

A partir de nos travaux, nous avons proposé un système de localisation 3-D basé sur l'IR-ULB pour les milieux confinés. Nous avons adopté diverses démarches durant notre étude, et les choix que nous avons effectués ouvrent quelques pistes à explorer autour de nos propositions.

## Système de communication et de localisation 3-D

Le premier aspect auquel ouvre nos travaux porte donc sur un système qui offre à la fois un service de localisation 3-D avec un service de communication basé sur l'ULB. Cette nouvelle fonctionnalité permettrait de créer du service dès lors que la position du mobile est bien connue. Pour pallier au problème de synchronisation qui existe au niveau du système de communication ULB, le code de localisation pourrait être alors utilisé comme signal de synchronisation. Pour combattre les effets des trajets multiples dans les environnements confinés, une étude du système de localisation 3-D ULB avec le retournement temporel est une nouvelle piste qui pourrait être explorée. En effet, le retournement temporel exploitant au mieux l'effet des trajets multiples pour accroître le gain de focalisation peut être utilisé pour améliorer les performances du système [27].

## Miniaturisation des antennes ULB

Il existe de nombreuses études et propositions sur les architectures d'émission d'impulsions ULB. Il pourrait être intéressant d'étudier l'influence des antennes sur les performances et leur insertion pour atteindre les objectifs de faible complexité. Cette étude de l'impact de l'antenne pourrait également être effectuée au niveau du récepteur, d'autant plus que l'antenne détermine l'allure des impulsions et donc la répartition spectrale de l'énergie. Les antennes d'émission utilisées lors des tests ont une grande directivité, ce qui n'a pas permis d'évaluer le système dans toutes les positions possibles : l'antenne émettrice est toujours située entre les antennes réceptrices. Effectuer les tests avec des antennes, toutes omnidirectionnelles, permettrait de mieux caractériser les performances du système. Par ailleurs, les antennes utilisées étant de grande dimension, une miniaturisation des antennes permettrait de réduire la taille du système.

## Implémentation du système

Nous avons précédemment évoqué les antennes et quelques autres éléments présents dans la littérature traitent la conception des différents maillons de la chaîne de communication. Il pourrait être intéressant de proposer un démonstrateur temps réel pour simuler tous les principes que nous avons élaborés. Au-delà d'une caractérisation technique des éléments, cela permettrait de se confronter aux contraintes d'implémentation sur circuit, mais aussi de s'apercevoir des limites des approches théoriques. Il reste sûrement un vaste champ d'exploration sur les architectures ULB. Quelques entreprises proposent des équipements opérant des transmissions ULB, mais le marché n'abonde pas encore d'appareils connectés en ULB, ce qui ne reflète pas la pertinence de ces systèmes ULB.

Enfin, l'ensemble des études effectuées pourrait être exploité via une implémentation optimale sur des plateformes type Field-Programmable Gate Array (FPGA) ; cela servira

de base expérimentale effective de vérification et de validation du système de localisation 3-D et par la suite du système de communication/localisation 3-D basé sur l'ULB. L'implémentation de circuits ULB est donc une nécessité aujourd'hui pour que l'ULB s'inscrive sûrement comme l'une des perspectives prometteuses pour la localisation.

# Bibliographie

- [1] JS ABEL. « A divide and conquer approach to least-squares estimation with application to range-difference-based localization ». In : *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. IEEE. 1989, p. 2144–2147.
- [2] Gregory D. ABOWD et Anind K. DEY. « Towards a better understanding of context and context-awareness ». In : *Handheld and ubiquitous computing*. Springer. 1999, p. 304–307.
- [3] Erwin AITENBICHLER et Max MUHLHAUSER. « An IR local positioning system for smart items and devices ». In : *23rd International Conference on Distributed Computing Systems Workshops*. IEEE. 2003, p. 334–339.
- [4] Ward ANDY, Steggles PETE et Curwen RUPERT. *The Bat Ultrasonic Location System*. URL : [www.cl.cam.ac.uk/research/dtg/attarchive/bat/](http://www.cl.cam.ac.uk/research/dtg/attarchive/bat/).
- [5] Paramvir BAHL et Venkata N. PADMANABHAN. « RADAR : An in-building RF-based user location and tracking system ». In : *Proceedings of the Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2000)*. T. 2. IEEE. 2000, p. 775–784.
- [6] Terence W. BARRET. « History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators ». In : *Progress in Electromagnetics Symposium* (July, 2000), p. 1–42.
- [7] A. BATRA et al. *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. Tech. Rep. Document IEEE P802.15-03/268r1. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), 2003.
- [8] Michael BOCQUET. « Contribution à la mise en place d'une plateforme de communication et de localisation en technologie ultra large bande en gamme millimétrique ». Thèse de doct. Université Lille I – Sciences et technologies, 2007.
- [9] Raffaele BRUNO et Franca DELMASTRO. « Design and analysis of a bluetooth-based indoor localization system ». In : *Personal wireless communications*. Springer. 2003, p. 711–725.

- 
- [10] J. James CAFFERY. *Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems*. Kluwer Academic Publishers Norwell, MA, USA ©1999, 1999-10-01, p. 1–189. ISBN : 0792377036.
- [11] G. Clifford CARTER, Albert H. NUTTALL et Peter G. CABLE. « The smoothed coherence transform ». In : *Proceedings of the IEEE* vol. 61.n° 10 (1973), p. 1497–1498.
- [12] CEC. *Amending Decision 2007/131/EC on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community*. Commision Decision no C(2009) 2787. CEC, Avril 2009.
- [13] CEC. *On allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community*. Commision Decision no C(2007) 522. CEC, Febrary 2007.
- [14] YT CHAN et KC HO. « A simple and efficient estimator for hyperbolic location ». In : *IEEE Transactions on Signal Processing* vol. 42.n° 8 (1994), p. 1905–1915.
- [15] Francois CHIN et al. *Impulse Radio Signaling for Communication and Ranging*. IEEE 802.15.4a standard, doc. no. 15-05-0231-07-004a. july 2005.
- [16] Hae Don CHON et al. « Using RFID for accurate positioning ». In : *Journal of Global Positioning Systems* vol. 3.n° 1-2 (2004), p. 32–39.
- [17] Chia-Chin CHONG, Fujio WATANABE et Hiroshi INAMURA. « Potential of UWB technology for the next generation wireless communications ». In : *Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*. IEEE. 2006, p. 422–429.
- [18] Li CONG et Weihua ZHUANG. « Hybrid TDOA/AOA mobile user location for wideband CDMA cellular systems ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* vol. 1.n° 3 (2002), p. 439–447.
- [19] Lewis DANIEL. *802.15.6 Call for Applications - Response Summary*. Tech. Rep. Document IEEE P802.15-08-0407-05. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), November 2008.
- [20] *Data Sheet PulsON 410*. June 2012.
- [21] Alan DIX et al. « Exploiting space and location as a design framework for interactive mobile systems ». In : *ACM Transactions on Computer-Human Interaction (TOCHI)* vol. 7.n° 3 (2000), p. 285–321.
- [22] Time DOMAIN. *PulsON 350 active RFID tracking system*.
- [23] ECMA-368. *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, 3rd Edition*. December 2008.

- [24] ECMA-369. *MAC-PHY Interface for ECMA-368, 3rd Edition*. December 2008.
- [25] Stéphane Mebaley EKOME. « Étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN ». Thèse de doct. Université Paris-Est, 2012.
- [26] Eiman ELNAHRAWY, Xiaoyan LI et Richard P MARTIN. « The limits of localization using signal strength: A comparative study ». In : *First Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*. IEEE. 2004, p. 406–414.
- [27] Bouna FALL. « Evaluation des performances d'un système de localisation de véhicules de transports guidés fondé sur l'association d'une technique radio ULB et d'une technique de retournement temporel ». Thèse de doct. Université de Valenciennes, Nov. 2013.
- [28] Bertrand T. FANG. « Simple solutions for hyperbolic and related position fixes ». In : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* vol. 26.n° 5 (1990), p. 748–753.
- [29] FCC. *First report and order, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems*. Rapport no ET Docket 98-153. FCC, Avril 2002.
- [30] William G. FIGEL, Neal H. SHEPHERD et Walter F. TRAMMELL. « Vehicle location by a signal attenuation method ». In : *19th IEEE Vehicular Technology Conference*. T. 19. IEEE. 1968, p. 105–109.
- [31] R. FONTANA. « Advances in ultra wideband indoor geolocation systems ». In : *3rd IEEE Wksp. WLAN* (2001).
- [32] Wade H FOY. « Position-location solutions by Taylor-series estimation ». In : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* n° 2 (1976), p. 187–194.
- [33] William A. GARDNER et C.-K. CHEN. « Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments. I. Theory and method ». In : *IEEE Transactions on Signal Processing* vol. 40.n° 5 (1992), p. 1168–1184.
- [34] Sinan GEZICI et H Vincent POOR. « Position estimation via ultra-wide-band signals ». In : *Proceedings of the IEEE* vol. 97.n° 2 (2009), p. 386–403.
- [35] Sinan GEZICI et al. « Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks ». In : *IEEE Signal Processing Magazine* vol. 22.n° 4 (2005), p. 70–84.
- [36] Mohammad GHAVAMI. « Hermite function based orthogonal pulses for UWB communications ». In : *Proc. Wireless Personal Multimedia Conference 2001, Aalborg, Denmark, Sept. 2001*.

- [37] Mohammad GHAVAMI, Lachlan B. MICHAEL et Ryuji KOHNO. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. Wiley, 2004, p. 1–278.
- [38] Robert GOLD. « Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing ». In : *IEEE Transactions on Information Theory* vol. 13.n° 4 (1967), p. 619–621.
- [39] Yanying GU, Anthony LO et Ignas NIEMEGERES. « A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks ». In : *IEEE Communications Surveys & Tutorials* vol. 11.n° 1 (2009), p. 13–32.
- [40] W. HAHN et S. TRETTER. « Optimum processing for delay-vector estimation in passive signal arrays ». In : *IEEE Transactions on Information Theory* vol. 19.n° 5 (1973), p. 608–614.
- [41] Maria Stella IACOBUCCI et M.-G. DI BENEDETTO. « Multiple access design for impulse radio communication systems ». In : *Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*. T. 2. IEEE. 2002, p. 817–820.
- [42] IEEE P802.15-03/D4 (Amendment of IEEE STD 802.15.4). Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and PHYSical Layer (PHY) specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). July 2006.
- [43] Judah JACOBSON. « Lower Bounds on Estimator Error and the Threshold Effect ». Thèse de doct. Harvard College, 2004.
- [44] Charles KNAPP et Glifford CARTER. « The generalized correlation method for estimation of time delay ». In : *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* vol. 24.n° 4 (1976), p. 320–327.
- [45] Kobenan Ignace KOSSONOU et al. « High Accuracy Self-Location Systems based on Time Difference of Arrival and Ultra-Wide Band Techniques ». In : *Proceedings of the International Symposium on signal, Image, Video and Communications (ISIVC 2012), Valenciennes, France*. July 04-06, 2012.
- [46] Kobenan Ignace KOSSONOU et al. « Non-Iterative Three Dimensional Positioning Algorithm Based on Time Difference Of Arrival Technique. » In : *International Journal of Computer Science Issues (IJCSI)* vol. 11.n° 2 (2014).
- [47] Kobenan Ignace KOSSONOU et al. « Three-Dimension Localization Method based on Time Difference Of Arrival for Ultra Wide Band Systems ». In : *Proceedings of the 2011 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'2011)– short papers, posters and demos, Guimares, Portugal*. September 21-23, 2011. ISBN : 978-972-8692-63-6.
- [48] Axel KÜPPER. *Location-Based Services: Fundamentals and Operation*. John Wiley & Sons, 2005, p. 1–386.

- [49] Abdellah LAMARI. « Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande ». Thèse de doct. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2007.
- [50] Joon-Yong LEE. « Ultra-wideband ranging in dense multipath environments ». Thèse de doct. University of Southern California, 2002.
- [51] Joon-Yong LEE et Robert A. SCHOLTZ. « Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link ». In : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* vol. 20.n° 9 (December, 2002), p. 1677–1683.
- [52] Cristina V LOPES et al. « Localization of off-the-shelf mobile devices using audible sound: architectures, protocols and performance assessment ». In : *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review* vol. 10.n° 2 (2006), p. 38–50.
- [53] F. Jessie MACWILLIAMS et Neil JA SLOANE. « Pseudo-random sequences and arrays ». In : *Proceedings of the IEEE* vol. 64.n° 12 (1976), p. 1715–1729.
- [54] Gian Mario MAGGIO, Nikolai RULKOV et Luca REGGIANI. « Pseudo-chaotic time hopping for UWB impulse radio ». In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications* vol. 48.n° 12 (2001), p. 1424–1435.
- [55] Atri MANDAL et al. « Beep: 3D indoor positioning using audible sound ». In : *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference*. IEEE. 2005, p. 348–353.
- [56] Andreas F. MOLISCH et al. « IEEE 802.15. 4a channel model-final report ». In : *IEEE P802* vol. 15.n° 04 (2004), p. 0662.
- [57] Y.-P. NAKACHE et Andreas F. MOLISCH. « Spectral shaping of UWB signals for time-hopping impulse radio ». In : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* vol. 24.n° 4 (2006), p. 738–744.
- [58] Lionel M. NI et al. « LANDMARC: indoor location sensing using active RFID ». In : *Wireless networks* vol. 10.n° 6 (2004), p. 701–710.
- [59] IEEE P802.15-03. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). 2003.
- [60] Pascal PAGANI, Friedman TCHOFFO TALOM et Patrice PAJUSCO. *Communication ultra large bande : le canal de propagation radioélectrique*. Collection technique et scientifique des télécommunications. Paris : Hermès science publications / Lavoisier, 2007. ISBN : 978-2-7462-1636-5.

- [61] Kaveh PAHLAVAN, Xinrong LI et Juha-Pekka MAKELA. « Indoor geolocation science and technology ». In : *IEEE Communications Magazine* vol. 40.n° 2 (2002), p. 112–118.
- [62] Thomas PAVANI et al. « Experimental results on indoor localization techniques through wireless sensors network ». In : *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*. T. 2. IEEE. 2006, p. 663–667.
- [63] Roger L. PETERSON, Rodger E. ZIEMER et David E. BORTH. *Introduction to spread-spectrum communications*. T. 64. Prentice Hall New Jersey, 1995.
- [64] Raymond PICKHOLTZ, Donald SCHILLING et Laurence MILSTEIN. « Theory of spread-spectrum communications—a tutorial ». In : *IEEE Transactions on Communications* vol. 30.n° 5 (1982), p. 855–884.
- [65] Phongsak PRASITHSANGAREE, Prashant KRISHNAMURTHY et Panos CHRYSANTHIS. « On indoor position location with wireless LANs ». In : *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. T. 2. IEEE. 2002, p. 720–724.
- [66] Nissanka B. PRIYANTHA, Anit CHAKRABORTY et Hari BALAKRISHNAN. « The cricket location-support system ». In : *Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking*. ACM. 2000, p. 32–43.
- [67] Nissanka Bodhi PRIYANTHA. « The cricket indoor location system ». Thèse de doct. Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- [68] John G. PROAKIS. *Digital Communications*. 4th edition. McGraw-Hill, 2000.
- [69] Yihong QI. « Wireless geolocation in a non-line-of-sight environment ». Thèse de doct. Princeton University, 2003.
- [70] Yihong QI et Hisashi KOBAYASHI. « Cramer-Rao lower bound for geolocation in non-line-of-sight environment ». In : *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*. T. 3. IEEE. 2002, p. III–2473.
- [71] Fernando RAMIREZ-MIRELES. « On the performance of ultra-wide-band signals in Gaussian noise and dense multipath ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* vol. 50.n° 1 (2001), p. 244–249.
- [72] Teemu ROOS et al. « A probabilistic approach to WLAN user location estimation ». In : *International Journal of Wireless Information Networks* vol. 9.n° 3 (2002), p. 155–164.
- [73] J. ROTH. « A Decentralized Location Service Providing Semantic Locations ». Thèse de doct. University of Hagen, 2005.
- [74] *RTLS solutions products*. URL : [www.ubisense.net](http://www.ubisense.net).

- [75] Zafer SAHINOGLU et Amer CATOVIC. « A hybrid location estimation scheme (H-LES) for partially synchronized wireless sensor networks ». In : *IEEE International Conference on Communications*. T. 7. IEEE. 2004, p. 3797–3801.
- [76] Zafer SAHINOGLU et Sinan GEZICI. « Ranging in the IEEE 802.15. 4a standard ». In : *IEEE Annual Wireless and Microwave Technology Conference*. IEEE. 2006, p. 1–5.
- [77] Zafer SAHINOGLU, Sinan GEZICI et Ismail GUVENC. *Ultra-wideband positioning systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, and Protocols*. T. 2. Cambridge university press Cambridge, UK: 2008.
- [78] Laila SAKKILA. « Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu Routier ». Thèse de doct. Université de Valenciennes et du Hainaut–Cambrésis, 2009.
- [79] Adel AM SALEH et Reinaldo VALENZUELA. « A statistical model for indoor multipath propagation ». In : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* vol. 5.n° 2 (1987), p. 128–137.
- [80] *Saphir Digital DART Model H651 Indoor/Outdoor*. Multispectral solutions Inc. (MSSI).
- [81] H. SCHAU et A. ROBINSON. « Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of-arrival differences ». In : *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* vol. 35.n° 8 (1987), p. 1223–1225.
- [82] Robert SCHOLTZ. « Multiple access with time-hopping impulse modulation ». In : *Military Communications Conference, (MILCOM'93)*. T. 2. IEEE. 1993, p. 447–450.
- [83] Stefano SEVERI et al. « A New Low-complexity User Tracking Algorithm for Wlan-Based Positioning Systems ». In : *Mobile and Wireless Communications Summit, 2007. 16th IST*. IEEE. 2007, p. 1–5.
- [84] Steve SHAFER et al. « The new easyliving project at microsoft research ». In : *Proceedings of the 1998 DARPA/NIST Smart Spaces Workshop*. 1998, p. 127–130.
- [85] Claude Elwood SHANNON. « Communication in the presence of noise ». In : *Proceedings of the IRE* vol. 37.n° 1 (1949), p. 10–21.
- [86] Hongsan SHENG, Philip ORLIK et Alexander M. HAIMOVICH. « On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission ». In : *IEEE International Conference on Communications*. T. 1. IEEE. 2003, p. 738–742.
- [87] Julius SMITH et Jonathan ABEL. « Closed-form least-squares source location estimation from range-difference measurements ». In : *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* vol. 35.n° 12 (1987), p. 1661–1669.

- [88] Julius SMITH et Jonathan ABEL. « The spherical interpolation method of source localization ». In : *IEEE Journal of Oceanic Engineering* vol. 12.n°1 (1987), p. 246–252.
- [89] Avinash SRINIVASAN et Jie WU. « A survey on secure localization in wireless sensor networks ». In : *Encyclopedia of Wireless and Mobile communications* (2007).
- [90] Don J. TORRIERI. « Statistical theory of passive location systems ». In : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* n°2 (1984), p. 183–198.
- [91] *Ubisense Series 7000 IP Sensors Combined*. 2013.
- [92] *Ubisense Series 9000 IP Sensors*. 2013.
- [93] Van Yem VU. « Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l’intérieur des bâtiments ». Thèse de doct. École nationale supérieure des télécommunications, 2005.
- [94] Chin-Der WANN, Yi-Jing YEH et Chih-Sheng HSUEH. « Hybrid TDOA/AOA indoor positioning and tracking using extended Kalman filters ». In : *63rd IEEE Vehicular Technology Conference*. T. 3. IEEE. 2006, p. 1058–1062.
- [95] Roy WANT et al. « The active badge location system ». In : *ACM Transactions on Information Systems (TOIS)* vol. 10.n°1 (1992), p. 91–102.
- [96] Moe Z. WIN et Robert A. SCHOLTZ. « Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view ». In : *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* vol. 20.n°9 (2002), p. 1613–1627.
- [97] Moe Z. WIN et Robert A. SCHOLTZ. « Impulse radio: How it works ». In : *Communications Letters, IEEE* vol. 2.n°2 (1998), p. 36–38.
- [98] Paul WITHINGTON II et Larry W. FULLERTON. « An impulse radio communications system ». In : *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics*. Springer, 1993, p. 113–120.
- [99] Marilyn P. WYLIE-GREEN, Pekka A. RANTA et Juha SALOKANNEL. « Multi-band OFDM UWB solution for IEEE 802.15. 3a WPANs ». In : *IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication*. IEEE. 2005, p. 102–105.
- [100] Chunhua YANG, Yi HUANG et Xu ZHU. « Hybrid TDOA/AOA method for indoor positioning systems ». In : *The Institution of Engineering and Technology Seminar on Location Technologies*. IET. 2007, p. 1–5.
- [101] Kegen YU et al. « UWB location and tracking for wireless embedded networks ». In : *Signal Processing* vol. 86.n°9 (2006), p. 2153–2171.

- 
- [102] Cemin ZHANG et al. « Development of an UWB indoor 3D positioning radar with millimeter accuracy ». In : *International Microwave Symposium Digest*. IEEE. 2006, p. 106–109.
- [103] Cemin ZHANG et al. « Real-time noncoherent UWB positioning radar with millimeter range accuracy in a 3D indoor environment ». In : *International Microwave Symposium Digest*. IEEE. 2009, p. 1413–1416.