

## **Thèse de doctorat**

### **Pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRESIS**

Discipline, spécialité selon la liste des spécialités pour lesquelles l'Ecole Doctorale est accréditée :  
**Electronique**

Par Bouna, FALL.

**Soutenu le 14/11/2013, à Valenciennes**

#### **Ecole doctorale :**

Sciences Pour l'Ingénieur (SPI)

#### **Equipe de recherche, Laboratoire :**

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

Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux Electronique Ondes et Signaux pour les Transport (IFSTTAR-LEOST)

### **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**

## **JURY**

#### **Président du jury**

- Adjrad, Mounir. Assistant professeur, Université de South Bank de Londres, Angleterre.

#### **Rapporteurs**

- Di-Benedetto, Maria Gabriella. Professeur à l'université Sapienza de Rome, Italie.

- Benlarbi-Delai, Aziz. Professeur à l'université Pierre et Marie Curie, Paris.

#### **Examineurs**

- Adjrad, Mounir. Assistant professeur, Université de South Bank de Londres, Angleterre.

#### **Directeur de thèse**

- Heddebaut, Marc. Directeur de Recherche à l'IFSTTAR, Lille.

**Co-directeur de thèse** : Menhaj-Rivenq, Atika. Professeur à l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, Valenciennes.

**Encadrant** : Boukour, Fouzia. HDR, Chargée de Recherche à l'IFSTTAR, Lille.

#### **Membres invités**

- Sayegrih, Khalid, Directeur d'ADVANTEN, Rennes.



# Remerciements

Je remercie l'IFSTTAR d'avoir financé ces travaux de recherche. Je tiens également à remercier Mr. Charles Tatkeu, directeur du LEOST, Mr. Jamal Assad, directeur de l'IEMN DOAE, ainsi que chacun des membres des deux équipes, de leur accueil, leur encouragement et de m'avoir permis d'effectuer mes travaux de thèse parmi eux.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à mes directeurs de thèse, Marc Heddebaut, Directeur de Recherche, HDR IFSTTAR-LEOST et Atika Rivenq Professeur des universités, IEMN-DOAE, pour la confiance qu'ils m'ont accordée tout au long de ces trois années de recherche, ainsi que pour leurs précieux conseils. Travailler sous leur responsabilité m'a énormément apporté sur le plan scientifique.

Je remercie chaleureusement Fouzia Boukour, Chargée de Recherche IFSTTAR-LEOST pour son encadrement de grande qualité, ses nombreux conseils et son soutien constant tout au long de ma thèse. Sa rigueur ainsi que son esprit critique m'ont toujours permis d'avancer dans les bonnes directions afin de mener à bien ses travaux de recherche.

Je remercie, Mme Maria Gabriella Di Benedetto, Professeur à l'université de Sapienza de Rome et Mr. Aziz Benlarbi Delai, Professeur à l'université Pierre et Marie Curie, qui ont accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Mes sincères remerciements vont également à l'endroit de Mr. Mounir Adjrad, Assistant professeur à l'université de South Bank de Londres, qui a bien voulu participer à ce jury en tant qu'examineur.

Je tiens à montrer toute ma gratitude à tous les membres de l'IFSTTAR de Villeneuve d'Ascq. Je remercie tout particulièrement Jean Pierre Ghys, Ingénieur d'étude à l'IFSTTAR – LEOST, pour sa disponibilité et son aide précieux pour la réalisation de mes expérimentations. Je tiens également à remercier Daniel Bourbotte pour son aide à la reprographie.

Je veux adresser tous mes remerciements à ma famille pour son encouragement et son soutien précieux. Mes pensées vont particulièrement vers ma mère, mes sœurs, mes frères, mais surtout vers mon cher oncle Mar (*Tonton*) pour son assistance, son encouragement ses conseils et son dévouement afin que je mène à bien mes études.

Je tiens également à remercier mon épouse, qui a su me comprendre et me soutenir tout au long de cette thèse.

Enfin, je remercie tous mes amis, ainsi que tous mes collègues des laboratoires LEOST, ESTAS et IEMN-DOAE, pour avoir rendu ces années de thèse les plus agréables possibles.

# Table des matières

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Remerciements .....</b>   | <b>3</b>  |
| <b>Introduction Générale.....</b>  | <b>7</b>  |
| <b>Chapitre 1 : Etat de l'art sur les techniques de localisation pour les transports guidés .</b>                    | <b>10</b> |
| 1. 1 Introduction .....  | 11        |
| 1. 2 Généralités sur les systèmes de localisation existants .....  | 11        |
| 1. 2. 1 Les systèmes de localisation en espace libre.....  | 12        |
| 1. 3 Techniques de communication/localisation dans les transports guidés.....  | 20        |
| 1. 3. 1 Les exigences en transports guidés .....   | 20        |
| 1. 3. 2 Le système des balises KVB .....   | 24        |
| 1. 3. 3 Le système ERTMS .....   | 28        |
| 1. 3 Contraintes et défaillances.....  | 32        |
| 1. 4 Système ULB-RT proposé et étudié dans ce travail de thèse.....  | 32        |
| 1. 5 Conclusion .....  | 34        |
| <b>Chapitre 2 : Introduction aux systèmes ULB-RT .....</b>   | <b>36</b> |
| 2.1. Introduction .....  | 37        |
| 2.2. La technologie Ultra Large Bande ( <i>ULB</i> ) .....   | 37        |
| 2. 2. 1 Définition de l'ULB .....  | 38        |
| 2. 2. 2 Évolution historique .....   | 38        |
| 2. 2. 3 Principales caractéristiques de l'ULB .....  | 39        |
| 2. 2. 4 Approches ULB.....   | 41        |
| 2. 2. 7 Réglementation de la technique ULB en transport routier et ferroviaire .....                                 | 49        |
| 2.3. La technique de retournement temporel .....   | 53        |
| 2. 3. 1 Historique et applications de la technique du RT .....   | 53        |
| 2. 3. 2 RT appliqué aux ondes électromagnétiques.....  | 54        |
| 2. 3. 3 Les caractéristiques du RT .....   | 60        |
| 2.4. Métriques et algorithmes de localisation associés .....   | 61        |
| 2. 4. 1 Métrique basée sur les différences de temps d'arrivée ( <i>TDOA</i> ) .....                                  | 62        |
| 2.5. Systèmes d'émission radio impulsionnelle RI-ULB .....   | 63        |
| 2. 5. 1 Emetteurs RI-ULB .....   | 63        |
| 2. 5. 2 Formes d'ondes RI-ULB .....  | 64        |
| 2. 5. 3 Les différents types de modulation RI-ULB .....  | 68        |
| 2. 5. 4 Techniques d'accès multiple pour l'ULB impulsionnel .....  | 69        |
| 2. 6 Modélisation du canal de propagation radio ULB.....   | 72        |
| 2. 6. 1 Paramètres caractéristiques d'un canal de propagation radio .....  | 72        |
| 2. 6. 2 Techniques de modélisation d'un canal de propagation radio .....   | 74        |
| 2. 6. 3 Modélisation du canal de propagation dans le contexte ULB.....   | 76        |
| 2. 7 Système de réception RI-ULB.....  | 79        |
| 2. 8 Conclusion .....  | 80        |
| <b>Chapitre 3 : Étude théorique et évaluation par simulation du système de localisation<br/>ULB-RT proposé .....</b> | <b>81</b> |
| 3. 1 Introduction .....  | 82        |
| 3. 2 Évaluation des caractéristiques du RT en contexte ULB .....   | 82        |
| 3. 2. 1 Principe de l'étude.....   | 82        |
| 3. 2. 2 Paramètres d'entrée et modèles de canaux utilisés .....  | 83        |
| 3. 2. 3 Approche analytique et simulations .....   | 86        |

|  |  |            |
|--|--|------------|
| 3.3  | Évaluation des caractéristiques du RT dans une configuration multi-antennes : Multiple Input Single Output ( <i>MISO</i> ) ..... | 107        |
| 3.4  | Évaluation des performances des systèmes de localisation ULB conventionnel et ULB-RT .....                                       | 114        |
| 3.4.1  | Principes et dispositifs en simulation .....   | 115        |
| 3.4.2  | Étude comparative des performances des systèmes de localisation ULB conventionnel et ULB-RT .....                                | 116        |
| 3.4.3  | Impact de la forme d'onde.....   | 120        |
| 3.4.4  | Impact de la fréquence d'échantillonnage.....  | 124        |
| 3.4.5  | Impact de l'erreur de désynchronisation ( <i>Timing jitter</i> ) .....   | 124        |
| 3.5  | Conclusion .....   | 127        |
| <b>Chapitre 4 : Validation expérimentale du système de localisation ULB-RT .....</b> |  | <b>129</b> |
| 4.1  | Introduction .....   | 130        |
| 4.2  | Dispositif et paramètres d'expérimentation.....  | 130        |
| 4.2.1  | Description générale.....  | 130        |
| 4.2.2  | Environnement de type chambre anéchoïque.....  | 130        |
| 4.2.3  | Environnement indoor.....  | 133        |
| 4.2.4  | Partie émission .....  | 133        |
| 4.3  | Résultats d'expérimentations.....  | 135        |
| 4.3.1  | Validation des caractéristiques du RT.....   | 135        |
| 4.3.2  | Apport du RT au système de localisation ULB.....   | 143        |
| 4.4  | Conclusion .....   | 149        |
| <b>Conclusion générale et perspectives .....</b>                                     |  | <b>150</b> |
| <b>Références bibliographiques .....</b>   |  | <b>153</b> |
| <b>Publications et communications scientifiques.....</b>                             |  | <b>158</b> |
| <b>Annexes A : Régulation du spectre ULB aux Etats-Unis et en Asie .....</b>         |  | <b>159</b> |
| <b>Annexe B : Retourneement Temporel (<i>RT</i>) .....</b>                           |  | <b>162</b> |
| <b>Annexe C : Table des figures et Table des tableaux.....</b>                       |  | <b>167</b> |

## Introduction Générale

Ces dernières années, les opérateurs et les usagers des transports publics, notamment guidés, ont exprimé une demande de plus en plus forte afin de disposer de transports plus sûrs et plus performants, offrant une meilleure qualité de service. Pour répondre à ces différents besoins, il est primordial d'assurer un échange d'informations entre véhicules et infrastructure quel que soit le type d'application ou l'environnement de propagation. Il s'avère ainsi nécessaire d'assurer un échange d'information entre véhicules et infrastructures, mais également de permettre la localisation des trains avec une grande précision. L'évolution rapide des moyens de transport en matière de vitesse, de complexité et la diversité des environnements rencontrés posent des difficultés et créent des limites pour assurer cet échange d'information et cette localisation précise. De nombreux travaux ont été accomplis en ce qui concerne l'optimisation de cette communication sol-trains. Ces travaux ont eu un impact déterminant notamment en ce qui concerne l'automatisation intégrale des métros. Une communication sol-trains à haute disponibilité s'avère ainsi de plus en plus vitale pour une exploitation performante du système de transport. Cette communication exploite des points d'accès le long des voies et, selon l'industriel fournisseur du système de signalisation ferroviaire, utilise soit des modems radio propriétaires, soit des modems radio dérivés de normes existantes. Actuellement, tous ces modems radio exploitent des sources de signaux sinusoïdaux afin d'assurer cette fonction de télécommunication sol-trains. Ce type de communication requiert typiquement un débit d'information de quelques Mbps et une couverture radioélectrique très proche des 100 % de l'espace et du temps. Un système de localisation précis absolue ou relative des véhicules s'avère également nécessaire. La précision de localisation recherchée ici est importante et doit permettre, à titre d'exemple, aux véhicules de s'arrêter précisément devant des portes palières, soit une précision obtenue répétitivement de quelques centimètres.

Rompant avec les techniques couramment employées afin de minimiser les contraintes de l'environnement de propagation, l'emploi de techniques dites de diversité spectrale que l'on retrouve également sous la dénomination de technique radio Ultra Large Bande (*ULB*) peut répondre efficacement à certains de ces nouveaux besoins. Le principe des communications *ULB* repose sur l'émission de signaux à faible puissance et de spectres extrêmement larges, permettant d'obtenir des débits importants et également de faciliter des mesures de temps de vol des signaux très précises. L'*ULB* peut également être associée avec profit à la technique

de retournement temporel. Cette dernière constitue une technique de focalisation de l'énergie rayonnée par une antenne ou plusieurs antennes d'émission vers une ou plusieurs antennes de réception grâce à l'insertion au niveau de l'émetteur d'un filtre adapté au canal.

L'association originale entre technique radio Ultra Large Bande et, retournement temporel pour une localisation précise des trains constitue le cœur de notre travail de thèse exposé dans ce mémoire. Notre contribution, porte sur l'étude de la faisabilité d'une balise de localisation destinée à fournir aux trains une information de localisation précise lors de leur passage à certains endroits critiques de la voie. En effet, les trains possèdent une centrale odométrique composée de différents capteurs proprioceptifs tels que tours de roue, radar Doppler... qui permettent de calculer continuellement les données de vitesse et position. Cependant, les données fournies par cette centrale sont entachées d'une dérive qu'il importe de compenser tous les quelques kilomètres. C'est le rôle attribué aux balises-sol de localisation qui fournissent, au passage des trains un top de positionnement kilométrique précis, permettant de corriger ces dérives. Pour des contraintes, notamment de précision et de télé alimentation, ces balises sont actuellement disposées à la voie, entre les rails et imposent de ce fait des contraintes lors des opérations de maintenance de celle-ci. Afin de pallier cette contrainte, nous proposons d'étudier une solution où les balises se trouvent disposées à quelques mètres, sur le côté de la voie. Ce travail de thèse vise initialement à évaluer l'apport de la technique de retournement temporel sur la qualité de la localisation à une dimension, le long de la voie et dans cet environnement de propagation complexe mais a priori stable. Il vise également à vérifier si la conjonction de techniques ULB et RT autorise l'obtention du niveau de précision décimétrique requis pour notre application.

Le premier chapitre de ce mémoire présente l'état de l'art relatif aux techniques de localisation exploitées particulièrement en transports guidés. Une première présentation est faite portant sur les éléments généraux concernant les systèmes de localisation existants et leurs domaines d'application. Ensuite, nous présentons de manière plus détaillée les systèmes de communication et de localisation utilisés en transports guidés en mettant en exergue les principes généraux mis en œuvre, les différentes techniques de localisation existantes, ainsi que les contraintes liées à ces dernières. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la description du système de localisation proposé et exploré dans ce travail.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la technologie radio ULB puis la technique de Retournement Temporel (*RT*) en identifiant les éléments clés respectifs, et en présentant les

principaux atouts potentiels de cette association ULB-RT. Les éléments récents relatifs à l'utilisation de l'ULB notamment en matière de réglementation et de normalisation sont présentés en mettant en évidence le contexte applicatif dans le domaine des transports ferroviaires. La dernière partie du chapitre est consacrée à la présentation des principales métriques de localisation existantes et des algorithmes de positionnement associés. La deuxième partie du chapitre est consacrée à la présentation des différents éléments de la partie émission d'un système radio ULB impulsionnel. Dans cette partie, les formes d'impulsions qui peuvent être utilisées et les techniques de modulation associées sont présentées. Les principales techniques de modélisation d'un canal de propagation ainsi que les modèles de propagation radio ULB le plus souvent rencontrés dans la littérature sont ensuite rappelés. La dernière partie du chapitre présente les différents types de récepteurs radio ULB existants.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à l'évaluation des performances du système de localisation associant la technologie Ultra Large Bande et la technique de retournement temporel (*ULB-RT*). Nous y abordons notre contribution scientifique en présentant dans la première partie du chapitre l'évaluation des caractéristiques du RT et son apport à l'ULB. Dans cette partie, une étude théorique portant sur les propriétés du RT est effectuée en utilisant deux modèles de canal. L'un, basé sur une approche déterministe et le second, sur le modèle IEEE 802.15.3a. La deuxième partie du chapitre est consacrée à une étude comparative en termes de performance de l'erreur de localisation entre le système de localisation ULB conventionnel et le système de localisation ULB-RT.

Dans le dernier chapitre du mémoire, nous présentons les résultats des tests expérimentaux effectués afin de valider nos résultats théoriques et de simulation. Nous y présentons le dispositif expérimental, le principe et les méthodes adoptées, puis, une étude comparative est effectuée entre les résultats théoriques, les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

La dernière partie de ce mémoire est consacrée à la conclusion générale de ce mémoire ainsi qu'à la présentation de perspectives pour la suite de ce travail de recherche.

# **Chapitre 1 : Etat de l'art sur les techniques de localisation pour les transports guidés**

## **1. 1 Introduction**

Afin de proposer aux opérateurs et aux usagers des transports publics, notamment guidés, des transports plus sûrs et plus performants, offrant une qualité de service accrue, il est primordial d'assurer un échange d'informations entre véhicules et infrastructure quel que soit l'environnement de propagation. Il s'avère aussi nécessaire de localiser très précisément les trains. L'arrivée de nouvelles technologies radio a permis de répondre de manière efficace à certaines de ces exigences. Mais, dans un environnement très complexe tel que celui d'une emprise ferroviaire, ces exigences ne sont pas toujours aisées à mettre en œuvre puis à valider, surtout en présence de nombreux obstacles fixes et mobiles constitués par les véhicules de transport.

Ce chapitre est consacré à un état de l'art portant sur les techniques, essentiellement radio, de localisation exploitées particulièrement en transports guidés. Nous présentons tout d'abord quelques éléments généraux concernant les systèmes de localisation existants et les applications visées. Par la suite, une présentation plus détaillée, relative aux systèmes de communication et de localisation employés en transports guidés, est effectuée. Dans cette partie, quelques principes généraux mis en œuvre sont initialement présentés puis, nous en déduisons certaines exigences fondamentales à satisfaire afin d'assurer un fonctionnement sûr et efficace. Nous présentons ensuite les différentes techniques de localisation existantes, ainsi que les contraintes liées à ces dernières. Nous concluons ce chapitre par une description du système de localisation spécifique proposé et exploré durant ce travail de thèse.

## **1. 2 Généralités sur les systèmes de localisation existants**

Pendant longtemps, la localisation était utilisée par les professionnels comme les marins qui avaient besoin de connaître leur position absolue régulièrement. De nos jours, ces utilisateurs se trouvent généralement dans des espaces où la continuité de service fournie par les systèmes de navigation satellitaires (*présentés à la section suivante*) est importante. L'avantage de ces systèmes de localisation est majeur pour le suivi d'objets sur un vaste territoire. Beaucoup d'applications sont ainsi nées ces dernières années en logistique, dans la protection contre les vols, le suivi des marchandises et des conteneurs, le suivi des véhicules...

La liste des applications est très large et de nouveaux besoins apparaissent régulièrement ces dernières années. On peut citer comme exemples les applications de sécurité liée aux personnes et la protection des personnes à risques comme les enfants et les personnes âgées, les systèmes d'aide à la mobilité pour les malvoyants, la surveillance de personnes dans le

milieu carcéral et également la localisation de mobiles ou de colis dans des entrepôts. Dans le domaine de la robotique en milieu industriel, la localisation permet de guider les robots dans des endroits difficilement accessibles ou contaminés pour exécuter différentes tâches.

Aujourd'hui, de nombreuses applications grand public sont également apparues comme la localisation/navigation de son propre véhicule en ville, des services de guidage de porte à porte exploitant tous les modes de transports publics accessibles ou encore la localisation d'une personne dans un bâtiment. Certaines de ces dernières applications s'effectuent dans des environnements moins favorables aux techniques satellitaires.

Afin d'exploiter à moindre coût l'infrastructure de réseaux préexistants et déjà massivement déployés, un autre mode de radiolocalisation est apparu depuis quelques années sur les réseaux de radiotéléphonie cellulaire. Il exploite les données transitant sur les réseaux de téléphonie mobile afin de localiser les mobiles.

Enfin, encore plus récemment, de nombreuses techniques de radiolocalisation sont apparues pour la localisation en interne « indoor ». Comme pour les réseaux sans fil, la grande majorité des systèmes envisagés exploite l'infrastructure de réseaux de communication préexistants. Ces systèmes de localisation sont présentés de façon générale dans cette section.

### **1. 2. 1 Les systèmes de localisation en espace libre**

Il existe trois approches utilisées pour localiser et/ou positionner des objets mobiles en espace libre :

- les systèmes de navigation par satellites : l'objet mobile se localise à l'aide de signaux émis et reçus en provenance de constellations de satellites et la détermination de pseudo distances vis-à-vis de plusieurs de ces satellites. L'utilisateur exploite un récepteur approprié [1].
- les systèmes exploitant les techniques de radiotéléphonie numériques fondées sur les réseaux cellulaires (*ou solutions terrestres*) ou les réseaux sans fil (*WiFi...*) : l'objet mobile est localisé à l'aide des signaux qu'il transmet au réseau (*2G, 3G, WiFi, RFID...*) ou détermine sa position à l'aide des signaux reçus depuis les stations de base ou des points d'accès de ce réseau [1].

Une troisième approche nommée méthodes hybrides ou coopératives associe les réseaux sans fil terrestres et satellitaires [1].

### 1.2.1.1 Le système de navigation par satellites

L'intérêt majeur d'un système de navigation par satellites par rapport aux autres techniques de localisation vient du fait que sa couverture est très large, sans que l'opérateur n'ait d'infrastructure terrestre étendue à entretenir, et que le coût des récepteurs s'avère limité. Il est cependant nécessaire de développer une infrastructure associée performante pour le contrôle des systèmes satellitaires et terrestres nécessaires. Il existe actuellement plusieurs services mondiaux de localisation par satellites opérationnels, ou en phase de construction, ayant pour objectif principal d'assurer une couverture globale à l'échelle de la terre et dont les domaines d'applications sont très étendus. Le **Tableau 1.1** présente quelques domaines d'application des systèmes de localisation. Le système dit GPS (*pour Global Positioning System*) est un système américain opérationnel depuis 1994, GLONASS est un système développé par les russes partiellement opérationnel et GALILEO est en cours de déploiement par les européens. D'autres systèmes sont également en préparation, notamment en Chine et en Inde. Les principes généraux mis en œuvre par ces systèmes sont similaires. Nous rappelons ici le principe du système GPS.

GPS est le système de localisation par satellites probablement le plus connu. Il a été conçu au début des années 1970 par le Département de la Défense des États-Unis. Son suivi est également assuré par ce dernier [2]. La localisation GPS s'appuie sur le principe de triangulation. Un récepteur, installé sur un véhicule, mesure le temps de propagation du signal du satellite jusqu'à sa position. Il en déduit la distance «  $d$  » le séparant du satellite. Connaissant la position  $X, Y, Z$  du satellite au moment de l'émission dans un espace à 3 dimensions, l'ensemble des points possibles où pourrait se situer le récepteur GPS est la sphère dont le centre est le satellite et dont le rayon est la distance «  $d$  ». En procédant de même avec un deuxième satellite, on calcule l'intersection des deux sphères. Celle-ci forme un cercle qui représente l'ensemble des positions que peut prendre le récepteur GPS. Un troisième satellite réduit les positions possibles à deux points. Si l'utilisateur se situe à la surface de la Terre, seul un des 2 points est cohérent. Le récepteur détermine ainsi sa position en éliminant le point incohérent [3].

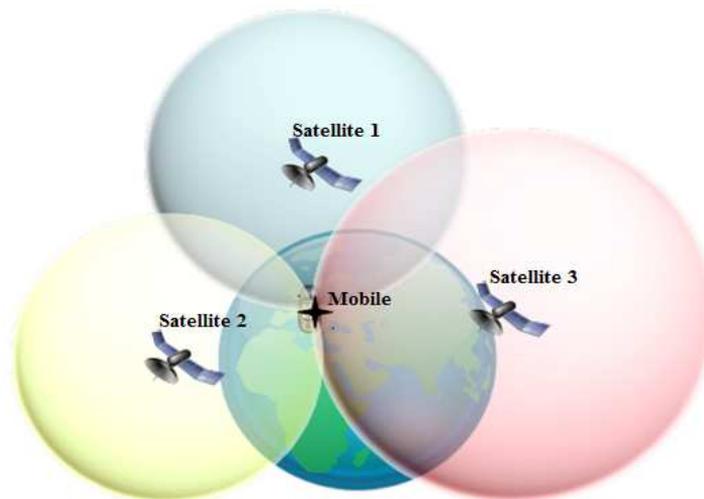
Un quatrième satellite corrige les décalages liés à la synchronisation imparfaite entre horloges (*satellites et récepteur*). Une illustration du principe de la localisation par GPS est présentée **Figure 1.1**. Les systèmes GPS conventionnels autorisent à l'heure actuelle, après l'abandon de la dégradation sélective de service il y a quelques années, des précisions de positionnement régulièrement de l'ordre de 100 m pour le domaine civil, et de 5-15 m pour le

domaine militaire, dans 95% des cas. Les dernières évolutions différentielles (*DGPS pour Differential GPS*), telles que les systèmes SBAS (pour *Satellite-Based Augmentation System*) permettent, quant à elles, d'atteindre des précisions de 1-3m dans 95% des cas en corrigeant la position obtenue par le GPS conventionnel à l'aide de données relayées par une ou plusieurs stations GPS terrestres fixes [3].

Une limite du système GPS réside dans le fait qu'il ne peut être employé que si l'antenne du récepteur est en vue directe avec les satellites. Pour cette raison, il ne peut pas être employé dans les environnements internes ou dans des milieux confinés (*bâtiment, parking, tunnels*) et externes urbains où les grands buildings obstruent le signal issu des satellites.

| Domaine   | Fonctionnalités   |
|---|---|
| <i>Applications routières</i>                                     | <i>Guidage et orientation, services d'urgence et d'intervention, gestion de flotte (loueurs, transport de fonds, taxis), informations relatives au trafic, protection des véhicules contre le vol, péages, application de sécurité routière, « Boîtes noires » (enregistrement) conseil de vitesse contrôle de trafic urbain et périurbain...</i> |
| <i>Transports ferroviaire, maritime et aérien</i>                 | <i>Gestion et régulation du trafic, information de l'utilisateur, gestion de flotte</i>   |
| <i>Support aux métiers</i>  | <i>Topologie, repérage, cadastre, géodésie,... génie civil, synchronisation de réseaux de centres, datation, agriculture, sylviculture, pêche, métiers de l'environnement (localisation des espèces,...)</i>  |
| <i>Applications liées à la mobilité (Location Based Services)</i> | <i>Informations locales géolocalisées, Assistance à la navigation, services d'urgence (e112) Commerce Routage/Facturation de la téléphonie cellulaire Assistance personnelle (non-voyants, personnes non autonomes)</i>   |
| <i>Loisirs</i>  | <i>Voile, randonnée, rallye raid, chasse au trésor, recherche d'amis</i>  |
| <i>Services d'urgences et de sécurité</i>                         | <i>Ambulance, police, lutte anti-incendie, sauvetage, protection individuelle, traçabilité de manière dangereuse</i>  |

**Tableau 1. 1 :** Domaines d'application d'une localisation globale



**Figure 1. 1 :** Principe de la localisation par GPS

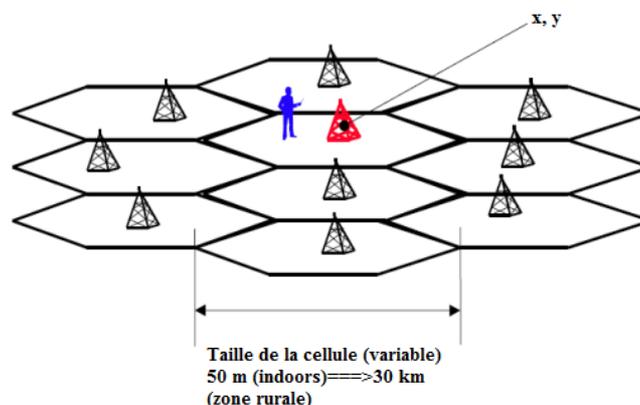
Un problème majeur du dispositif est que le système constitue une boîte noire peu documentée pour laquelle une démonstration de sécurité associée à la sécurité de l'information de localisation calculée est impossible. Afin de pallier ce problème majeur, des augmentations régionales telles que EGNOS en Europe, WAAS en Amérique du Nord... développées initialement pour les besoins de l'aviation civile tentent d'augmenter l'intégrité de l'information de localisation calculée.

Les systèmes satellitaires ont permis de fournir un service de localisation présentant une grande couverture géographique. Cependant, certaines zones restent privées de ce service essentiellement dans les zones urbaines denses et à l'intérieur de bâtiments. Pour remédier à cette limitation, d'autres systèmes ont pris le relais tels que les systèmes cellulaires.

### 1.2.1.2 Le système de radiotéléphonie cellulaire

La localisation par identification de cellule (*appelée aussi Cell-ID*) utilise le réseau de radiotéléphonie cellulaire dont le fonctionnement continue d'être assuré le plus souvent à l'intérieur des bâtiments : dans les bâtiments, les entrepôts, les tunnels (*dont certains sont désormais équipés de systèmes de retransmission de radiotéléphonie cellulaire*) et souvent les parkings.

Le principe de la localisation Cell-ID, présenté sur la **Figure 1.2**, consiste à identifier au niveau du réseau la cellule dans laquelle l'objet mobile se trouve et à transmettre à ce mobile la position connue de la station de base qui dessert la cellule. Un avantage de cette méthode est représenté par le fait qu'aucun calcul n'est utilisé pour déterminer la position, la méthode est ainsi très rapide. L'inconvénient majeur est lié au fait que la précision de cette technique est directement proportionnelle à la dimension de chaque cellule qui peut varier entre quelques dizaines de mètres et quelques kilomètres, en fonction de la complexité de l'environnement de propagation, du nombre d'utilisateurs desservis et de l'environnement.



**Figure 1.2** : Localisation par Cell-ID (voir possibilité de changer la figure)

D'autres méthodes, basées sur la mesure du temps de vol du signal, sont aussi développées. Citons notamment :

- La méthode E-OTD (*Enhanced - Observed Time Difference*) développée initialement par Cambridge Positioning Systems. Elle opère dans les réseaux GSM et GPRS. Le téléphone mobile envoie un signal aux stations de base se situant à proximité de celui-ci. La station la plus proche renvoie un signal réponse analysé par un serveur dédié pour déterminer la position du mobile dans la zone couverte par la station de base.
- La méthode O-TDOA (*Observed Time Difference of Arrival*) nécessite la réception au niveau de l'objet mobile des signaux provenant d'au moins trois stations de base. La position de l'objet mobile est donnée par l'intersection d'au moins deux hyperboles résultant de la différence des retards des signaux, provenant des stations de base prises par deux.
- La méthode U-TDOA (*Uplink Time Difference of Arrival*), développée par TruePosition [1], compare les temps d'arrivée au niveau des stations de base des signaux transmis par l'objet mobile. Aucune modification n'est nécessaire au niveau de l'équipement mobile. La précision de la méthode dépend du nombre de stations de base disponibles et de leur densité.

Toutes ces techniques procurent de bons résultats dans le cas où l'objet mobile se trouve en visibilité directe avec la/les stations de base. Dans le cas où les mobiles ne se trouvent pas en visibilité directe, l'estimation de leur position est fortement dégradée. La précision est très sensible aux conditions de propagation du signal et les phénomènes tels que la dispersion, la diffraction et les trajets multiples introduisent des erreurs.

Le **Tableau 1.2** présente une étude comparative de ces principales techniques de localisation en termes de précision [4]. Cette dernière est très variable (*de quelques mètres à quelques dizaines de mètres*) en fonction de la technique utilisée et de l'environnement spécifié.

| Méthodes   | Précision            |
|--|----------------------|
| <i>Cell-ID</i>                                   | <i>100 m – 35 km</i> |
| <i>Angle Of Arrival (AOA)</i>                    | <i>50 m – 150 m</i>  |
| <i>Uplink Time Of Arrival (U-TDOA)</i>           | <i>50 m – 150 m</i>  |
| <i>Enhanced Observed Time Difference (E-OTD)</i> | <i>60 m – 200 m</i>  |
| <i>Time Of Arrival (TOA)</i>                     | <i>3 m – 10 m</i>    |

**Tableau 1.2 :** Comparaison des principales techniques de localisation en espace libre en termes de performances (précision)

À l'inverse d'un système de navigation par satellites, le fait que les rapports signaux à bruit sont plus favorables donne aux réseaux de communication terrestres et en particulier à courte portée la possibilité de se localiser à l'intérieur des bâtiments. Ces réseaux sont déployés dans les bâtiments et leurs domaines d'applications sont très vastes. Que ce soit dans le domaine du transport, de la santé, de la sécurité, du commerce, ou de la logistique, les attentes pour une solution de localisation interne « indoor » se font de plus en plus grandes. Des précisions de l'ordre du mètre sont atteignables grâce à ces réseaux locaux.

Certaines applications telles que les transports publics notamment guidés exigent une localisation avec une précision très importante, nécessitant alors une infrastructure dédiée et souvent coûteuses. D'autres techniques comme celles par tags actifs/passifs ou de vision constituent autant d'autres moyens exploités pour se localiser. Cependant, ces technologies présentent des points faibles qui peuvent devenir des freins quant à leur déploiement, notamment le coût et la complexité d'installation (*synchronisation des horloges des éléments entre eux, conditions particulières d'installation, angle de vue...*). Quelques unes de ces technologies de localisation sont brièvement présentées ci-après.

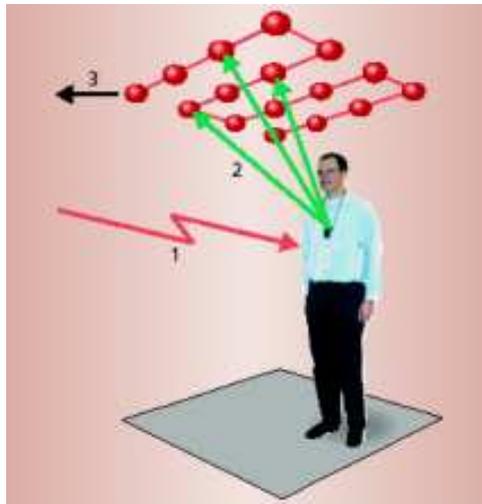
#### **1. 2. 2. 1 La localisation par tag infrarouge**

L'un des premiers systèmes de localisation utilisant la technologie infrarouge est le système Active Badge élaboré entre 1989 et 1992 [5]. Le mobile à localiser est équipé d'un tag infrarouge émettant un signal infrarouge toutes les 10 secondes. Les récepteurs sont installés au plafond dans chaque pièce de l'environnement. Ces récepteurs sont reliés entre eux pour former un réseau permettant de détecter le tag actif. Comme dans le système Active Bat/Cricket (*Figure 1.3*), le système infrarouge émet une série de pulses. Cette technologie a été retenue à cette période car elle est peu coûteuse. De plus, la portée des capteurs utilisés est de 6 m. Pour des utilisations dans de petites pièces, de nombreuses réflexions sont présentes et facilitent la détection. Un désavantage par rapport aux technologies radio est que ces signaux ne traversent aucune cloison, même légère, ce qui confine la portée du système à une pièce ou couloir. La présence de la lumière du jour, sous certaines incidences peut aussi constituer un frein au développement de cette technologie car cette lumière perturbe le fonctionnement du récepteur infrarouge.

#### **1. 2. 2. 2 La localisation par onde radio (RFID, Bluetooth, WiFi...)**

Les ondes radio possèdent la propriété de pouvoir traverser certains obstacles rencontrés habituellement dans les bâtiments, de sorte qu'une localisation peut être envisagée sans avoir

accès, en toutes positions de la zone à couvrir, à une vision directe avec les émetteurs. On distingue plusieurs catégories d'interfaces de localisation.



*Figure 1. 3 : Principe de fonctionnement du système Active Bat*

- La technique Radio Frequency IDentification (*RFID*) : le principe du RFID est basé sur l'utilisation d'étiquettes radio qui peuvent être fixées sur des objets et d'un lecteur radio, fixé généralement sur le mobile dont on souhaite estimer la position. Il est aussi possible d'équiper les personnes d'étiquettes radio et les bornes fixes de lecteurs RFID. Ce choix est fait en fonction de la taille de la zone à couvrir, du nombre des personnes à localiser et du coût prévu pour l'infrastructure. En approchant un mobile d'une borne équipée d'une radio étiquette RFID, celle-ci fournit la position géographique grâce à un échange de signaux radio. Il s'agit d'un système de localisation par proximité. La portée de ces étiquettes radio dépend de leur type d'alimentation. Une étiquette active qui contient sa propre alimentation possède une portée supérieure comparée à une étiquette passive. Mais la portée d'un système RFID reste limitée et varie en général de quelques centimètres à une dizaine de mètres au maximum. Grâce à son faible coût, cette technique est très utilisée aujourd'hui, notamment dans le domaine industriel, pour la localisation et la gestion des marchandises. Cette technologie peut facilement être combinée à d'autres systèmes de localisation pour affiner la localisation à certains endroits. La faible portée du système et la contrainte de passer l'étiquette sur un lecteur font qu'un autre système radio à plus grande portée doit être utilisé afin de rendre une certaine liberté à l'utilisateur et que le service de localisation soit

disponible dans l'ensemble du bâtiment, avec un minimum d'infrastructure. Les réseaux locaux sans fil de type WiFi (802.11) constituent ainsi une bonne alternative.

- Le WiFi : les signaux WiFi peuvent, eux aussi, être utilisés à des fins de localisation. Plusieurs arguments sont en faveur de l'utilisation des ondes WiFi pour la localisation. Le premier avantage concerne l'installation d'un système de localisation utilisant le WiFi puisqu'il ne nécessite essentiellement qu'une mise à jour logicielle. En effet, de nombreux bâtiments et lieux publics sont déjà équipés en points d'accès WiFi (*Access Point ou AP*) que l'on peut utiliser à des fins de localisation et, de la même manière, la plupart des terminaux portatifs sont déjà capables de communiquer en WiFi. Aux fréquences utilisées, ces ondes sont aussi capables de traverser certains obstacles. Un certain nombre de signaux de contrôle sont émis pour gérer le roaming lors du déplacement de l'équipement mobile. Ces signaux permettent à l'utilisateur de rester connecté avec le point d'accès avec lequel le rapport signal à bruit (*RSB*) est le meilleur. La localisation par WiFi est réalisée généralement à l'aide du calcul de la puissance car cette métrique ne nécessite pas de modification des bornes existantes. La localisation à partir de la puissance du signal peut s'effectuer de deux manières différentes. La première consiste à utiliser un modèle de propagation pour calculer la distance qui sépare le mobile des bornes WiFi, pour ensuite estimer la position du mobile par trilatération. La seconde méthode est basée sur le principe de fingerprinting moyennant un calibrage préalable. Cette méthode nécessite la réalisation d'une base de données qui lie chaque position géographique du mobile à des valeurs de puissances reçues. La portée des points d'accès peut aller jusqu'à 300 m pour des environnements outdoor en indoor, cette portée est généralement comprise entre 50 et 70 mètres [6], ce qui s'avère suffisant pour couvrir bon nombre de bâtiments. D'un autre côté le prix de ces techniques est aujourd'hui relativement bas et ce type de technologie devient accessible afin de permettre la couverture radio intégrale d'un grand bâtiment voire d'une ville, de façon économiquement viable.
- La technologie Bluetooth : le principe est similaire à celui de la localisation par identification de cellule dans le cas du réseau mobile. La position du mobile est assimilée à celle du centre de la cellule assurant la communication. La précision de localisation obtenue par cette technologie dépend du nombre de cellules et de leur taille. Ainsi, pour permettre une localisation précise, il devient nécessaire d'installer

un grand nombre de capteurs, ce qui rend l'implémentation de cette technique très coûteuse.

Cependant, ces systèmes n'autorisent pas les résolutions importantes nécessaires à certaines applications, notamment celles en transport que nous étudierons en particulier dans des contextes de multitrajets denses. Les points clés pour les applications de transports sont d'une part la résolution (*et/ou la précision temporelle*) permettant d'assurer des mesures de distance suffisamment précises et, d'autre part, la robustesse et l'adaptabilité vis-à-vis d'environnements de propagation difficiles et spécifiques.

Certaines des technologies citées précédemment, sont exploitées dans le domaine du transport terrestre. Cependant, dans le cas particulier des transports guidés, où les exigences en termes de sécurité et de sûreté de fonctionnement sont beaucoup plus importantes, il est nécessaire de développer des techniques plus robustes et répondant mieux aux exigences de ce type d'application.

La technique radio Ultra Large Bande (*ULB*) constitue une technologie émergente dont les performances en termes de localisation sont prometteuses pour l'application aux transports guidés. Une présentation détaillée de cette technique est fournie dans le chapitre 2.

## **1. 3 Techniques de communication/localisation dans les transports guidés**

### **1. 3. 1 Les exigences en transports guidés**

De nos jours, les transports guidés tels que les métros, tramways et trains se sont imposés dans la plupart des métropoles du monde comme une solution très efficace en matière de transport urbain. De nombreux avantages par rapport aux véhicules personnels (*voitures, motos, deux roues motorisés*) et aux autobus expliquent ce succès [7] : rapidité, sécurité, fiabilité, faible pollution du paysage et de l'atmosphère, etc.

Un certain nombre d'exigences fondamentales doivent être satisfaites afin de mettre en œuvre ces systèmes de transport guidés. Celles-ci sont regroupées en 4 catégories :

#### **1. 3. 1. 1 La sûreté de fonctionnement**

La sûreté de fonctionnement regroupe l'ensemble des exigences requises en matière de protection du trafic. Elles concernent à la fois les véhicules et les équipements au sol. Certaines normes disponibles décrivent les procédures à mettre en œuvre durant le cycle de

vie d'un système de transport guidé et les activités à mener pour assurer simultanément sa disponibilité, sa fiabilité et sa maintenabilité.

De façon générale, le fonctionnement sûr d'un système de transport guidé nécessite la supervision du fonctionnement du système à travers les échanges d'information (*voix et/ou données*) entre les véhicules et le sol où est situé généralement un Poste de Commande Centralisée (*PCC*) [7]. Ces informations concernent fondamentalement la position, la vitesse et l'identification des véhicules en ligne. Le sol fournit en retour des informations sur l'état d'occupation de la voie ainsi que les vitesses autorisées. Le système embarqué dans le train exploite ces informations pour réguler sa vitesse et, dans le cas d'une exploitation en cantons<sup>1</sup> fixes, pour s'arrêter complètement avant le franchissement vers un canton occupé. Cette fonction est appelée : Automatic Train Protection (*ATP*) ou Protection Automatique du Train. Dans certains réseaux de métro, cette protection s'étend au contrôle-commande et pilotage des plateformes dans lesquelles les véhicules circulent. Il s'agit dans ce cas du couple Automatic Train Operation (*ATO*) ou Opération Automatique du Train, Automatic Train Control (*ATC*) ou Contrôle Automatique du Train [7]. En d'autres termes, l'objectif est d'assurer le respect des règles d'exploitation et d'éviter les accidents.

### **1. 3. 1. 2 L'optimisation d'usage**

Le problème du développement des réseaux et des moyens de transport ainsi que la difficulté de créer de nouveaux sites propres de transport, notamment en zones urbaines imposent un usage optimal de l'infrastructure créée.

Si l'optimisation de l'usage des infrastructures constitue un élément clé, l'optimisation de la circulation des trains en est un autre. Ceci se traduit par la nécessaire prise en compte dans les processus d'optimisation de l'aspect économique (*au sens économie d'énergie*) de la conduite des trains. Il s'agit d'un impératif qui se justifie tant pour des raisons de préservation des ressources énergétiques que pour des motifs de compétitivité économique [8]. Gérer la circulation sur les infrastructures nécessite aussi de connaître avec une précision suffisante la localisation et la vitesse des divers convois afin de pouvoir prendre les mesures appropriées à la situation réelle. La géolocalisation constitue donc un facteur clé et, y compris si une voie ferrée s'apparente à un système à une dimension, des progrès doivent être réalisés pour connaître avec précision et de façon sûre la position des trains présents à la voie. Il s'agit là encore d'un impératif de sûreté de fonctionnement associé à un besoin d'efficacité.

---

<sup>1</sup> Section de voies délimitées par des signaux

Les informations issues du télédiagnostic contribuent également à cette optimisation et servent à anticiper les défaillances et les risques de collision [9]. Les informations issues de stations comme le nombre de billets achetés, la densité des voyageurs sont des éléments qui permettent une offre de transport optimisée et concourent également à une meilleure disponibilité des trains. L'exploitation des milieux souterrains contribue également à l'augmentation de la capacité des systèmes de transport et à la fluidité du réseau de transport en surface. L'optimisation d'usage vise essentiellement à garantir le respect des horaires et délai et à offrir une bonne flexibilité.

### **1. 3. 1. 3 La sécurité**

Assurer la sécurité des transports guidés, notamment ferroviaires est le but premier de la signalisation. Cet objectif représente un réel défi technique, car les distances de freinage des trains sont bien plus importantes que celles des voitures. À 100 ou 160 km/h, cette distance sera de plusieurs centaines de mètres ; à très grande vitesse, elle sera de plusieurs kilomètres. Tant sur lignes conventionnelles que sur lignes à grande vitesse, il est dès lors nécessaire que le conducteur du train reçoive en temps utile les informations nécessaires à la conduite [10]. Dans le cas des métros automatiques, il sera nécessaire en outre, de pouvoir arrêter le véhicule très précisément, parfois devant les portes palières, avec une précision de quelques centimètres.

La sécurité des usagers dans les stations et les moyens de transports en général constitue un besoin fondamental si l'on souhaite maintenir le fort engouement actuel pour les transports guidés. L'opérateur a souvent besoin de veiller sur ses équipements contre les actes de vandalisme et d'assurer le télécontrôle et la télésurveillance de ses sites sensibles depuis le PCC. La vidéosurveillance constitue un moyen souvent mis en œuvre.

### **1. 3. 1. 4 Les services aux passagers**

Sous l'effet de la compétitivité et avec la progression des services internet, un nombre important de services aux passagers a vu le jour. Certains sont rapidement devenus d'importance majeure tels les annonces sur le trafic, voire de sécurité (*appel d'urgence*), d'autres rentrent dans la catégorie confort et distraction du voyageur tels les services multimédias et internet (*météo, tourisme, musique, etc.*). Ces services rendent les moyens de transport plus performants, plus attractifs, réduisent l'impact sur l'environnement et permettent l'extension des services de télécommunication jusque dans l'emprise du système de transport.

Les professionnels de la logistique et du transport utilisent particulièrement les systèmes de localisation. Cela leur permet d'une manière générale d'avoir une information en temps réel sur les horaires, sur les problèmes de transports. La sécurité est améliorée et les trajets peuvent être optimisés pour gagner du temps et du carburant. On retrouve donc ces applications dans les transports en commun, les transports routiers, aériens, et maritimes (*on parle d'une manière générale de système de transport intelligent*).

La localisation des véhicules est donc primordiale dans le domaine des transports guidés, c'est l'un des facteurs clés des exigences citées précédemment. Cette fonction de localisation est parfois combinée avec celle de communication. Le besoin de localisation des trains se rencontre généralement sur [11] :

- Les systèmes de conduite manuelle des trains dotés de dispositifs de protection automatique ;
- Les systèmes à conduite automatique, pour lesquels la connaissance précise de la position du train par les automatismes de pilotage est indispensable ;
- Sur les systèmes interopérables de contrôle-commande de la circulation des trains de type ERTMS (*présentés plus loin*) dont la sécurité repose fondamentalement sur la connaissance de la position des trains (*Positive Train Control*) ;
- Pour des applications relatives aux trains pendulaires, pour lesquels les commandes d'action de pendulation sont calculées en fonction des informations relatives à la position du train et donc aux caractéristiques de la voie, de façon à optimiser la vitesse de ce type de trains ;
- Pour des applications de suivi des trains liées au fret avec le développement du fret ferroviaire à grande vitesse ;
- Pour des applications relatives à la maintenance des infrastructures (*Localisation des défauts sur la voie*) ou à la maintenance du matériel (*transmission de l'état des capteurs ou télédiagnostic vers les centres de maintenance en certains points du réseau*) ;
- La localisation des trains par le gestionnaire d'infrastructure pour facturer l'usage des infrastructures aux opérateurs de transports (*péage ferroviaire*)...

Plusieurs systèmes de communication/localisation sont utilisés dans le domaine ferroviaire, et ont pour but principal de contribuer à la garantie de la sécurité de circulation des trains, en protégeant les points de danger et en régulant le trafic, tout en évitant en partie les principaux risques majeurs présentés sur la **Figure 1.4**.

### 1. 3. 2 Le système des balises KVB<sup>2</sup>

Dans les années 1970-80, le transport ferroviaire a connu une série d'accidents rappelant que la sécurité n'était pas absolue. Au cours des années 80, le maintien du nombre de franchissements de signaux d'arrêt à un niveau élevé et la conviction des experts qu'il sera impossible d'améliorer cette situation par la seule formation conduit la SNCF à envisager un système de contrôle de vitesse. Son objectif était, de par sa fonction de boucle de rattrapage, de diminuer la probabilité de franchissement d'un signal d'arrêt fermé. Le système KVB est alors proposé.

Le système KVB et ses évolutions sont depuis utilisés pour le contrôle de la vitesse des trains sur le réseau ferroviaire français et bien au-delà. Ils fonctionnent dans la bande de fréquences des 27 MHz pour le lien montant et de 4.5 MHz pour le lien descendant. Le système KVB a pour objectif :

- Le respect des limitations de vitesse, temporaires ou permanentes, en cas de défaillance du conducteur ;
- L'arrêt des circulations avant les signaux d'arrêt fermés ;
- Le contrôle de ralentissement lors du freinage.

#### 1. 3. 2. 1 Principes de fonctionnement

Le système contrôle la vitesse du train à tout moment et, en fonction des données qui lui sont apportées par les organes de voie et du train, il doit, si le conducteur ne prend pas les mesures qui s'imposent, lancer les opérations d'arrêt automatique et/ou de freinage d'urgence. Une fois que ces informations venues du PCC au sol sont connues lors du passage au droit de balises, le calculateur détermine et anticipe à chaque instant la vitesse maximale autorisée et la vitesse but du train, jusqu'à la prochaine balise. Ce dernier peut afficher sur le panneau en cabine des alertes et des alarmes éventuelles. Si le mécanicien ne réagit pas après une alerte donnée, alors le système déclenchera un arrêt automatique. Le train opérera sa phase de décélération. Celle-ci devra être contrôlée en permanence afin d'arrêter le train dans les conditions de sécurité requises.

Les **Tableaux 1.3** et **1.4** [12], présentent respectivement les différentes données et les différents organes associés au système KVB.

---

<sup>2</sup> Contrôle de vitesse par balises (l'initiale « K » est utilisée à la place du « C » pour ne pas confondre *contrôle* avec *commande*)

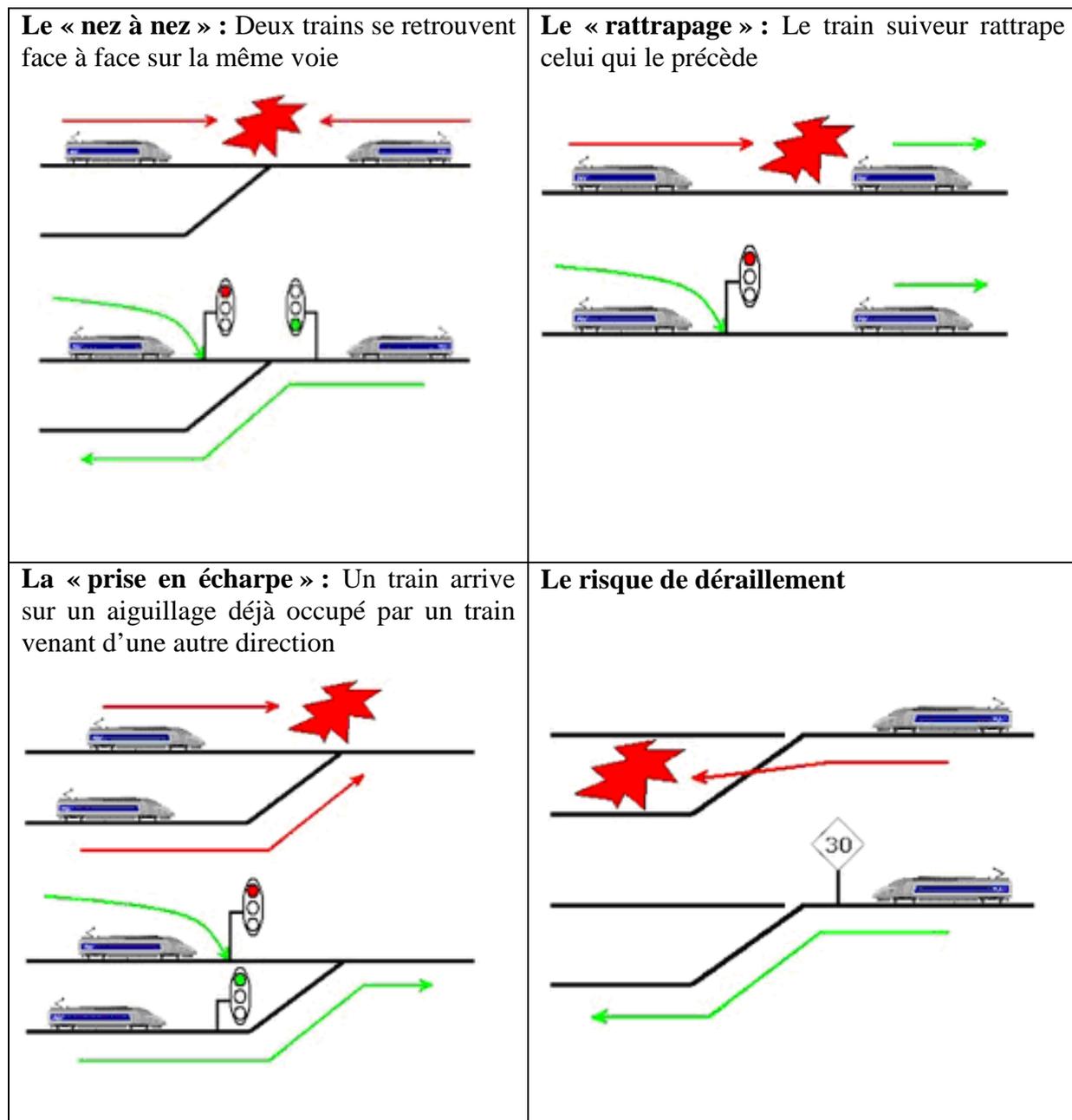


Figure 1. 4 : Principaux risques majeurs dans le domaine ferroviaire

|                          | Données sol  | Données bord                               |
|--------------------------|--|--|
|                          | profil   | Classe du train (rentré par le mécanicien) |
| <b>Données fixes</b>     | Vitesse maximale   | Longueur (rentré par le mécanicien)        |
|                          | Distance de but de la vitesse maximale                                   | Capacité de décélération                   |
|                          |  | Vitesse maximale                           |
|                          | Etat de la signalisation (encombrement de la voie et choix de direction) | Vitesse instantanée                        |
| <b>Données variables</b> | Distance de but de la signalisation                                      | Accélération instantanée                   |
|                          |  | Vitesse de but                             |

Tableau 1. 3 : Données exploitées par le système KVB

Une première partie de ce dispositif est installée à bord du train, elle comporte principalement un ordinateur de bord connecté à une antenne fixée sous le train. Cette antenne communique avec des balises fixées entre les deux rails de la voie, lorsque le train passe au-dessus de ces balises. La **Figure 1. 5.** présente une balise KVB fixée au sol [12].

En fonction des informations données par les balises, l'ordinateur de bord calcule les courbes de vitesse optimales que le train doit suivre et, au cours du trajet, compare la vitesse du train avec les courbes calculées.

Le système informe ainsi le conducteur à chaque fois que la vitesse du train dépasse les vitesses définies par les courbes de vitesse calculées. Le non-respect de ces courbes sur une distance prolongée entraîne un freinage d'urgence du train. Le système KVB n'est toutefois pas initialement considéré comme un système de signalisation, c'est-à-dire qu'il ne permet pas la transmission des informations liées à la signalisation latérale, tel que les feux de signalisation.

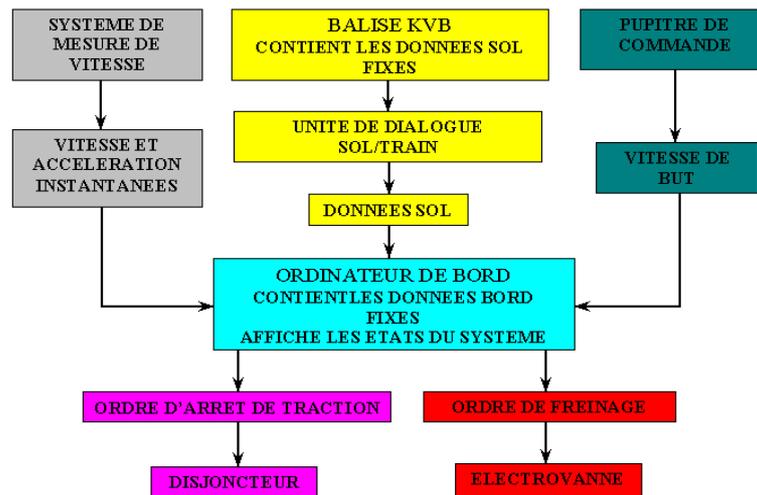
La **Figure 1. 6** présente l'organigramme de fonctionnement du système KVB.

| <b>Localisation</b>      | <b>Organe</b>                      | <b>Fonction</b>  |
|--------------------------|------------------------------------|--|
| <i>Voie</i>              | <i>Balise KVB</i>                  | <i>Collecte des données sol et envoie vers le train</i>      |
| <i>Châssis (train)</i>   | <i>Unité de dialogue sol/train</i> | <i>Communication avec la balise</i>                          |
| <i>Bogie (train)</i>     | <i>Centrale tachymétrique</i>      | <i>Mesure de la vitesse et de l'accélération du train</i>    |
| <i>Motrice</i>           | <i>Disjoncteur</i>                 | <i>Gestion du circuit électrique de puissance (traction)</i> |
|                          | <i>Electrovanne</i>                | <i>Gestion du circuit d'air comprimé (freins)</i>            |
| <i>Poste de conduite</i> | <i>Pupitre de conduite</i>         | <i>Apport de la vitesse de but</i>                           |

**Tableau 1. 4 :** Organes composant le système KVB



**Figure 1. 5 :** Balise KVB fixée sur la voie ([www.lebmodelisme.com](http://www.lebmodelisme.com))



**Figure 1. 6 :** Organigramme du traitement des données par les différents organes du système KVB

### 1. 3. 2. 2 Equipements constitutifs du KVB

Le système KVB est composé d'équipements sol et d'équipements bord.

#### ✓ Equipements sol

Les matériels au sol du KVB constituent les interfaces entre les signaux implantés le long de la voie et la transmission qui porte les messages vers le véhicule ferroviaire. Les informations à transmettre sont de deux types :

- des informations variables pour les indications des signaux ;
- des informations permanentes pour les connues du train.

Concernant les informations permanentes, celles-ci sont codées lors de la mise en place de la balise. Pour les informations variables, les balises sont reliées à un codeur installé à proximité, dans l'armoire de signalisation existante. L'information correspond à l'état de la signalisation (*lampe allumée sur le panneau*).

Il existe un troisième type de balise "le marqueur" qui est utilisé en seconde position lorsqu'une seule balise est réellement nécessaire. En effet, pour des raisons de sécurité du message transmis et pour détecter le sens de circulation concerné, il existe toujours au moins deux balises par point d'information.

#### ✓ Equipements bord

Une antenne située sous la motrice du train capte les informations émises par la balise au sol. Celle-ci est une balise-miroir passive, c'est à dire sans alimentation propre en énergie ; l'engin moteur émet une énergie à 27 MHz cadencée à plus basse fréquence afin de fournir un

signal d'horloge. L'énergie associée télé alimente la balise au sol. Cette dernière exploite cette énergie et la renvoie au train par des signaux à 4,5 MHz portant le codage désiré. Un calculateur embarqué prend le relais pour les transmettre (*après traitement*) sur un panneau de données situé en cabine, à la disposition du conducteur.

Les informations reçues en cabine constituent une aide à la conduite. On rencontrera sur le panneau en cabine deux types de visualisateur :

- **auxiliaire** qui affiche la vitesse but (*vitesse à atteindre après rencontre de signaux à distance*) ;
- **principal** qui affiche la vitesse contrôlée.

Le système KVB permettant des échanges ponctuels d'informations trains-sol atteint ses limites pour les lignes à fort débit et/ou vitesses de circulation élevées, notamment dans les situations perturbées. Par ailleurs, les balises KVB sont disposées sur la voie, entre les rails et imposent de ce fait des contraintes lors des opérations de maintenance de celle-ci (*bourrage de la voie afin de compléter le ballast...*).

Avec la construction européenne à la fin des années 80, il a été observé, que les systèmes de signalisation en Europe étaient incompatibles et ceci créait de nombreuses difficultés liés aux transports ferroviaires (*arrêt des trains aux frontières pour des changements de locomotives et/ou de conducteurs ; complexité des systèmes embarqués ; situations opérationnelles complexes à gérer par les opérateurs...etc.*). Le système European Train Management System (ERTMS) a dès lors été initié et développé depuis dans l'objectif de créer un système complet de gestion du trafic ferroviaire interopérable en Europe.

### 1.3.3 Le système ERTMS

Le système ERTMS a pour vocation d'instaurer un système unique de signalisation commun à l'ensemble des pays de l'Union Européenne et désormais au-delà. L'objectif est de faciliter le passage des frontières, ouvrir le marché de la signalisation ferroviaire, augmenter les vitesses commerciales, réduire les intervalles entre deux trains, diminuer les coûts de maintenance et assurer une sécurité maximale [13]. Il se décline en trois niveaux de fonctionnalités :

- **Niveau 1 de l'ERTMS** : La ligne est découpée en cantons fixes munis de circuit de voie permettant la détection de présence des matériels ferroviaires. Ces cantons sont longs de quelques centaines de mètres à 2,5 km. On dispose d'une signalisation optique lumineuse en amont de chaque canton correspondant au code suivant [14]:

- Feu rouge : la rame ne peut pas entrer dans le canton ;
- Feu vert : la rame peut entrer dans le canton.

Les règles d'espacement sont :

- Le feu est rouge si le canton est occupé ou si ce canton précède un canton occupé ;
- Le feu est vert si le canton est libre. Ainsi il existe toujours un canton libre entre deux trains, cet espace de sécurité est appelé une « zone tampon ».

En stations, des « Pilotes Automatiques » (*PA*) sont en charge de 3, 4 ou 5 cantons. Ils sont en liaison entre eux et avec le Poste de Contrôle et de Commande (*PCC*) qui gère l'ensemble des informations sur la ligne. Les *PA* communiquent l'information « canton libre » ou « canton occupé ». Les informations sont transmises ponctuellement du sol aux trains par des balises nommées « eurobalises » (*la Figure 1.7 présente une balise ERTMS*). Généralement, toutes les balises sont espacées de 2 à 3 km le long de la voie [14]. Ces eurobalises recueillent les informations d'occupation des cantons et de restriction de vitesse via une interface avec les panneaux de signalisation nommée : *LEU (Lineside Equipment Unit)*. Par exemple, si un feu rouge est franchi, les eurobalises émettent un signal d'arrêt automatique qui enclenche le freinage d'urgence à l'intérieur du train. **La Figure 1.8** représente une illustration de ce niveau 1 de l'ERTMS.

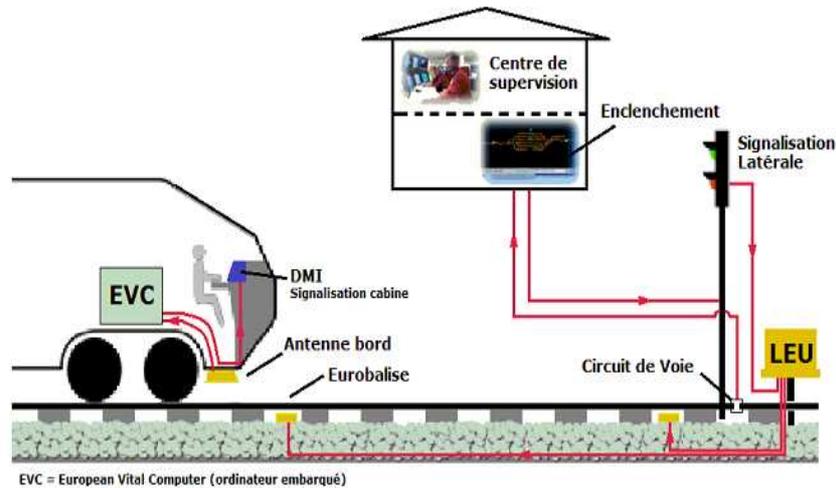


**Figure 1. 7 :** Balise ERTMS KVB fixé sur la voie ([www.mermecgroup.com](http://www.mermecgroup.com))

La localisation des rames (*pour éviter les collisions ou pour récupérer des rames en panne*) permet tout d'abord de savoir quel canton elle occupe. Cette information est relevée par les pilotes automatiques (*PA*) et envoyée au poste de contrôle et de commande (*PCC*) qui coordonne tous les itinéraires.

Cependant, si on veut encore augmenter la fréquence de passage des rames et réduire les distances entre elles, la localisation par cantons n'est plus assez précise. Un autre dispositif est alors utilisé. Cette fois ci, la rame accède à sa position exacte sur la voie grâce à une roue phonique ou un radar Doppler qui mesure la distance parcourue. Des

bornes kilométriques sont disposées sur la voie pour corriger les erreurs cumulées de mesure de la roue phonique (*l'usure est un facteur d'erreur par exemple*). Lorsque la rame survole la borne, elle lit sa valeur et prend cette valeur comme position actuelle. Cette information de localisation est alors exploitée par la rame elle-même ou transmise au sol.



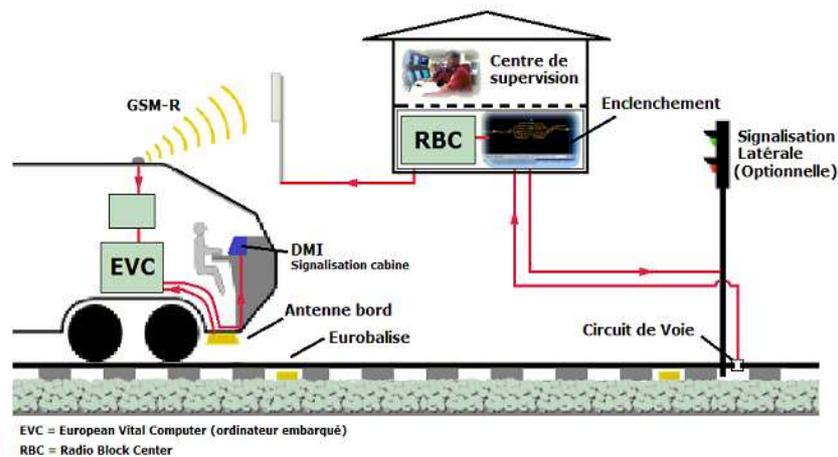
**Figure 1. 8 : Niveau 1 ERTMS**

- **Niveau 2 de l'ERTMS :** Dans le niveau 2, le contrôle continu de la vitesse des trains s'effectue également à partir de la localisation des trains par circuit de voie. La ligne est toujours découpée en cantons, mais l'échange d'information sol-trains n'est plus assuré par les eurobalises, mais de manière permanente, via un réseau GSM-R<sup>3</sup> de communication cellulaire dédié, opérant sur ses propres bandes de fréquence allouées et déployé le long de l'infrastructure ferroviaire [15]. Via ce réseau de communication continu, le train communique périodiquement notamment sa position déterminée par sa centrale odométrique au centre de contrôle qui lui communique en retour les actions à effectuer (*vitesse, arrêt,...*). Des eurobalises sont toujours présentes sur la voie mais servent uniquement à recalibrer l'odométrie embarquée.

Les trains reçoivent des autorisations de mouvement (*MA*) élaborée par un RBC (*Radio Block Center*) interfacé avec le système de cantonnement et les postes de contrôle. Ce niveau 2 ERTMS est illustré Figure 1.9.

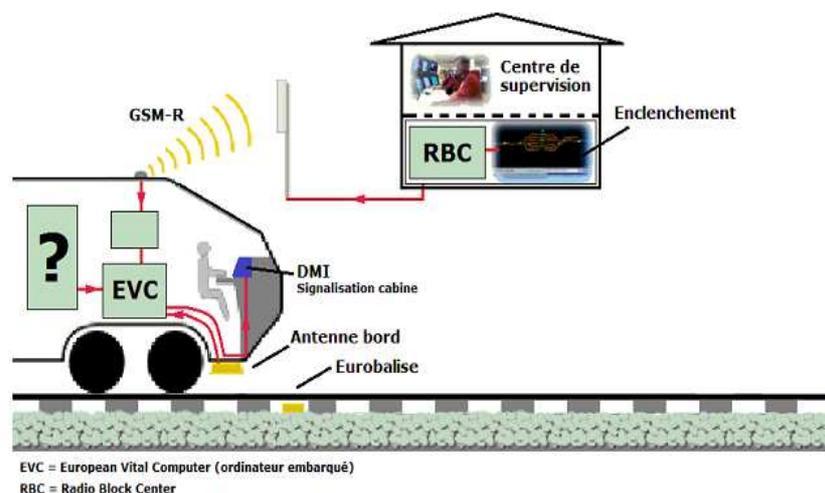
- **Niveau 3 de l'ERTMS :** Dans le niveau 3, les cantons fixes sont supprimés de même que les circuits de voie et l'on utilise des cantons mobiles déformables calculant en permanence un espace de sécurité adéquat devant le train. Cet espacement de sécurité est fonction notamment des vitesses et position du train précédent. Tous les trains s'auto

localisent de ce fait nécessairement en sécurité. Ce niveau 3 ERTMS permet ainsi d'optimiser la capacité des lignes et de réduire encore les équipements au sol. La transmission entre sol et trains est continue et toujours assurée par le réseau GSM-R [15]. Le RBC assure seul l'espacement (*block mobile*), il est interfacé avec les postes de contrôle pour l'enclenchement et le contrôle des itinéraires (*Figure 1.10*). A ce niveau, les trains doivent être équipés d'un dispositif de contrôle d'intégrité et si la détection du rail cassée est exigée, elle est assurée en dehors de l'ERTMS. Le niveau 3 permet des gains importants en maintenance et en capacité.



*Figure 1. 9 : Niveau 2 ERTMS*

Pour se localiser, le train détermine lui-même sa position en ligne à partir d'informations issues d'un odomètre embarqué. L'odomètre traite les informations de vitesse et distance parcourue fournies par des capteurs. Ces capteurs sont souvent constitués d'une mesure de tour de roue associé à un radar Doppler visant le ballast, entre les rails.



*Figure 1. 10 : Niveau 3 ERTMS*

### **1.3 Contraintes et défaillances**

Le problème de la localisation des trains dans un tunnel et dans d'autres endroits où les signaux radio sont bloqués ou perturbés s'avère complexe et reste un sujet de recherche intense.

Dans le cas des systèmes de transport urbains automatisés, le maintien d'une communication sol-train efficace pose des problèmes majeurs, ce qui entraîne directement des défaillances sur la localisation des trains ou métros. Ceci est principalement dû à l'augmentation des volumes de données échangées pour assurer le contrôle, l'opération et la protection des trains automatiques (*ATC*, *ATO*, *ATP*), mais aussi à l'augmentation de besoins tels que la vidéosurveillance et les services multimédias. Les conditions difficiles liées à l'exploitation dans le tunnel, milieu d'opération principal de ce type de transport génèrent également des contraintes conduisant à limiter l'utilisation d'équipements à la voie au strict minimum ainsi qu'à employer des solutions technologiques robustes vis-à-vis de ces environnements. Ces solutions technologiques doivent cependant assurer une communication sol-trains efficace, une excellente couverture radioélectrique en tunnel ainsi qu'une localisation très précise des trains.

Les balises disposées ici également le plus souvent à la voie entre les rails pour des contraintes de précision et de télé-alimentation depuis les trains, imposent des contraintes lors des opérations de maintenance de celles-ci.

### **1.4 Système ULB-RT proposé et étudié dans ce travail de thèse**

Nous avons choisi d'explorer, à travers ce travail de thèse, l'apport de la technologie ULB impulsionnelle et de la technique de Retournement Temporel (*RT*) pour une application spécifique de balise ferroviaire. L'objectif est de contribuer à la résolution du problème de la localisation en proposant une localisation précise exploitant ces techniques à l'état de l'art.

Le choix s'est porté sur la technologie ULB pour les raisons suivantes :

- sa capacité de transmission, potentiellement élevée en termes de débit, grâce au large spectre couvert par ses signaux ;
- sa faible probabilité de détection due à sa faible puissance. Cette propriété est nécessaire à une exploitation sûre du système de transport ;
- sa capacité de localisation précise, grâce à sa résolution temporelle fine ;

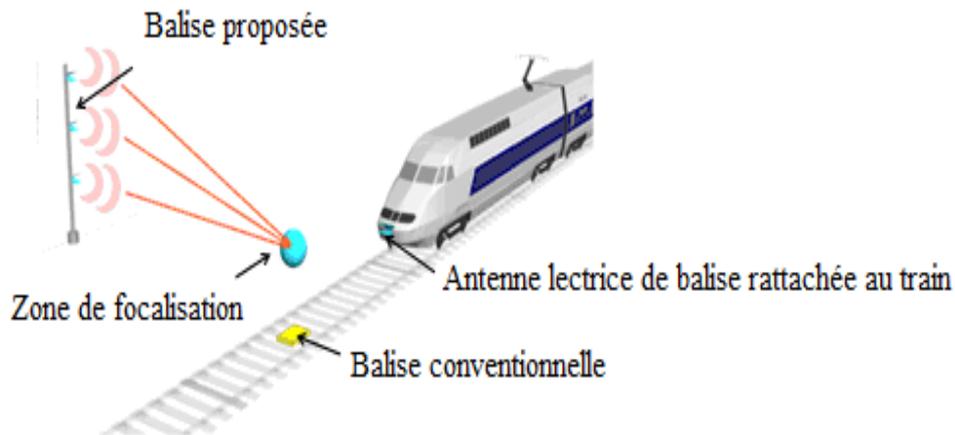
- sa capacité de détection d'obstacles (*radar*) due à la nature impulsionnelle des signaux. Cette capacité est essentielle pour éviter des obstacles à la voie ou détecter d'autres rames ;
- sa disponibilité et sa robustesse vis-à-vis des trajets multiples en tunnel, grâce à nouveau à la largeur de bande couverte par ses signaux ;
- sa coexistence avec les autres systèmes radio grâce aux puissances mises en jeu assez faibles, impliquant la non-nécessité d'allocation d'une bande spécifique.

La possibilité de réunir toutes ces capacités dans un seul système constitue un élément d'intégration majeure qui fait de la technique radio ULB une candidate encore actuellement inédite, probablement efficace et complète pour les applications de communication/localisation dans les transports guidés. Une normalisation ULB ferroviaire existe par ailleurs, elle est présentée dans le chapitre 2 du manuscrit.

La technique du retournement temporel est proposée pour l'associer à l'ULB, grâce à ces deux propriétés principales à savoir : la focalisation temporelle et la focalisation spatiale (*également développées dans le chapitre 2*). Ces deux propriétés apportent certaines caractéristiques utiles à notre application et de plus, la technologie Ultra Large Bande paraît intrinsèquement bien appropriée à son association à la technique RT [16]. Cette dernière a montré ses preuves dans le domaine de l'acoustique, des ultrasons, notamment en détection sous-marine, et récemment elle a été également abordée pour les communications radio à haut débit dont les systèmes de communication ULB.

L'architecture du système proposé est illustrée **Figure 1.11**. La balise classique située entre les rails (*Balise KVB, Eurobalise*) est cette fois remplacée par une nouvelle balise latérale installée sur le côté, à quelques mètres de la voie. Cette nouvelle balise utilise une impulsion radio Ultra Large Bande (*IR-ULB*) associée à une technique de RT. La technique IR-ULB est utilisée afin d'assurer la communication à haut débit ainsi que le processus de localisation du train. La technique RT permet de focaliser le rayonnement de la balise sur une petite zone au-dessus de la piste, représentée schématiquement par une sphère dans la **Figure 1.11**. En absence de focalisation, l'énergie transmise est dispersée dans le temps et l'espace ; en présence de focalisation, celle-ci est concentrée dans le temps et l'espace. Lors du franchissement de cette zone de focalisation, l'antenne située dans l'avant du train reçoit ces signaux ULB et calcule sa position par rapport à la balise géo-référencée. Ce système permettrait au train à l'approche de se localiser avec une très bonne précision. Parallèlement des informations pourront être échangées entre train et sol, sur quelques mètres, grâce à la

capacité de communication associée à la technique radio ULB. Le **Tableau 1.5** établit ainsi une étude comparative initiale en termes de performances entre les systèmes de communication/localisation par balise et le système de communication/localisation ULB-RT proposé.



*Figure 1. 11 : Système ULB-RT proposé*

|   | Performances obtenues par le système de communication/localisation par balise | Performances obtenues par le système de communication/localisation ULB-RT proposé    |
|---|---|--|
| <b>Fréquences de fonctionnement</b>       | 27.095 MHz lien montant<br>4.5 MHz lien descendant                            | 3.1 à 10 GHz   |
| <b>Portées</b>                            | 1 m   | 10 à 100 m   |
| <b>Débits de transmission</b>             | 560 kbps  | Potentiellement jusqu'à quelques centaines de Mbps (quelques Mbps seront suffisants) |
| <b>Précision de localisation attendue</b> | quelques dizaines de cm   | < 10 cm  |

*Tableau 1. 5 : Etude comparative des performances du système de communication/localisation par balise et celle du Système de communication localisation ULB-RT proposé*

## 1. 5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé quelques éléments concernant les principaux systèmes de localisation existants ainsi que les différentes applications visées. Puis, nous avons présenté de façon plus détaillée les différentes techniques de localisation existantes dans les transports guidés ainsi que les exigences qui ont mené à leur développement. Certaines limites actuellement rencontrées ont été relevées. Les principales exigences dans les transports guidés

ont été énumérées en développant les principes et conditions les plus fondamentales à respecter fondées sur des services de communication/localisation fiables.

Nous avons présenté à la fin de ce chapitre une description du système ULB-RT proposé. Celui-ci constitue notre projet de recherche pour permettre une localisation précise et performante des trains.

Dans le chapitre suivant, nous détaillons les fondements théoriques utilisés pour l'étude du système proposé. La présentation globale de la technologie ULB est effectuée afin de cerner les éléments clés de cette technologie radio. Le principe de la technique RT, ses principales caractéristiques, les différentes techniques et algorithmes de localisation associées, ainsi que les principales composantes d'un système radio ULB sont également présentées dans ce chapitre en décrivant la partie émission, la partie canal de propagation et la partie réception.

# **Chapitre 2 : Introduction aux systèmes ULB-RT**

## 2.1. Introduction

Avant de poursuivre plus avant sur ce thème de la communication sol-trains à courte portée et plus spécifiquement de la localisation relative précise des trains, il paraît utile d'introduire et de présenter globalement la technologie radio ULB et la technique de retournement temporel (*RT*) que nous associons afin de mieux en cerner les éléments clés respectifs, mais aussi de présenter les principaux atouts potentiels de cette association. Ce chapitre a pour objet également de donner un aperçu des éléments récents relatifs à l'utilisation de l'ULB notamment en matière de réglementation et de normalisation. La technique ULB a en effet connu une évolution rapide et importante durant ces dernières années et nous nous proposons de retracer cette évolution depuis les éléments récents issus de la bibliographie.

Nous abordons ensuite également le contexte applicatif dans le domaine des transports guidés.

Nous clôturerons ce chapitre par la présentation des principales composantes de la partie émission d'un système radio impulsionnelle RI-ULB où les différentes formes d'impulsions qui peuvent être utilisées et les différentes techniques de modulation associées sont décrites en mettant l'accent sur celles que nous avons exploité. Les principales techniques de modélisation d'un canal de propagation, les principaux modèles de propagation radio ULB rencontrés dans la littérature ainsi que les différents types de récepteurs RI- ULB existants sont présentés dans la dernière partie du chapitre.

## 2.2. La technologie Ultra Large Bande (*ULB*)

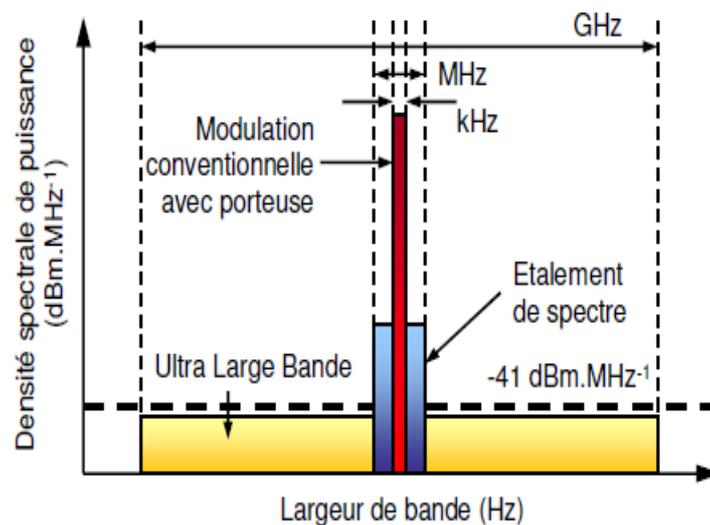
Dans cette section initiale, nous présentons la technique radio ULB et ses applications pour les systèmes de communication/localisation sans fil. Après avoir rappelé les conditions à remplir afin d'être en présence de signaux ULB puis, retracé quelques éléments d'évolution de cette technique, nous indiquerons certaines applications effectives ou envisagées. Les éléments de normalisation, désormais stabilisés, ainsi que les spectres de fréquences et gabarits de densité spectrale de puissance associés en vigueur en Europe seront détaillés. Pour clôturer cette section, nous traiterons de l'intérêt de l'ULB pour les systèmes de communication/localisation et de son champ d'application en transports routiers et ferroviaires.

## 2. 2. 1 Définition de l'ULB

La technique radio Ultra Wide Band (*UWB ou ULB en français*) désigne une approche particulière dans le domaine des télécommunications sans fil. Un signal ULB se définit par sa largeur de bande relative donnée par l'équation 2.1 :

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.1)$$

Où  $f_H$  et  $f_L$  représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à -3 dB, un signal ULB doit également respecter une largeur de bande relative de 25% au minimum. La définition retenue aujourd'hui est celle de la FCC<sup>3</sup>, autorité américaine de réglementation de fréquences qui a étendu la définition pour inclure les signaux dont la largeur de bande absolue, à -10 dB, est supérieure à 20% ou présentant une bande de fréquence supérieure à 500 MHz [17]. La **Figure 2.1** représente le gabarit spectral des signaux ULB ( $B_f > 20\%$ ) comparée aux systèmes conventionnels à bande étroite (BE) ( $B_f < 1\%$ ) et les systèmes à large bande (LB) ( $1\% < B_f < 20\%$ ).



**Figure 2. 1 :** Image extraite du brevet déposé par Ross - Comparaison de l'occupation spectrale entre l'ULB (réglementation FCC) et les autres systèmes

## 2. 2. 2 Évolution historique

Les premières recherches dans le domaine de l'ULB ont débuté il y a plus d'une cinquantaine d'années et se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux qui autorisent un fort pouvoir de résolution temporelle. Un peu plus

<sup>3</sup> Federal Communication Commission

tard, Taylor présenta les résultats de ses travaux sur les fondements de la technologie ULB appliqués au radar [18]. En 1990, le département de la défense des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie ULB concentrée exclusivement sur les systèmes radar étant donné qu'aucune application de l'ULB aux systèmes de communication n'était alors envisagée.

Par la suite, des recherches ont été menées sur les signaux ULB pour l'application à la communication radio, notamment avec les travaux de Sholtz [19] qui mettent à profit les principales caractéristiques de cette technologie, c'est à dire une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples ainsi qu'une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio.

Avant la fin du siècle, l'usage de l'ULB pour la communication n'avait pas été concrètement envisagé. Cependant, face au potentiel affiché par l'ULB, les industriels civils ont poussé les autorités de réglementation américaines à prendre des mesures normatives visant à permettre l'introduction de cette technologie dans le marché des applications civiles. La FCC a donc entamé une étude en 1998 qui a abouti à la loi « Part 15 » et à la publication du rapport « First Report and Order » au 14 Février 2002 [17]. Cette loi a autorisé l'émission sans licence dans la bande  $3.1-10.6\text{ GHz}$ , sous contrainte de respecter une limitation de puissance égale à  $-41.3\text{ dBm/MHz}$ . Cette loi américaine a permis dans un premier temps, d'initier des travaux de recherches partout dans le monde, notamment aux USA, afin d'introduire la technologie ULB sur le marché mondial, de façon harmonisée.

### 2. 2. 3 Principales caractéristiques de l'ULB

Les principales caractéristiques de la technologie ULB sont précisées dans [20]. Parmi ces caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à l'ULB, nous citons :

- **Très haut débit** : grâce à sa très grande largeur de bande, un système ULB peut atteindre un débit de  $480\text{ Mbps}$  sur une portée inférieure à 10 m. L'expression de Shannon Hartley [21] sur la capacité  $C$  du canal à bruit blanc additif gaussien (*BBAG*) démontre ce point :

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.2)$$

Où  $C$  représente la capacité maximale du canal ( $bit/s$ ),  $B$  la largeur de bande du canal ( $Hz$ ),  $S$  la puissance du signal ( $W$ ) et  $N$  la puissance du bruit ( $W$ ). Ainsi, la capacité maximale du canal augmente linéairement avec la largeur de bande du signal, et seulement de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit. La technique ULB, est donc plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande.

- **Robustesse face aux évanouissements :** un système ULB est capable de résoudre un nombre important de trajets multiples, et de combattre ainsi la sélectivité fréquentielle du canal de propagation, source d'évanouissement des signaux et de dégradation de performances. Cette résolution des trajets multiples augmente cependant la complexité d'implémentation.
- **Excellente résolution temporelle :** Un système ULB dispose d'une résolution sub-centimétrique lui permettant une localisation et une estimation de distance précises [22]. La résolution temporelle peut être évaluée grâce à l'inégalité de Cramer-Rao (*expression 2.3*) qui donne une estimation de la borne inférieure d'une mesure de distance.

$$\sigma_d^2 \geq \frac{c^2}{8\pi^2 \beta^2 \frac{S}{N}} \quad (2.3)$$

Où :  $\sigma_d$  représente l'écart type de l'estimé de la distance,  $c$  la célérité de la lumière ( $3.10^8 m/s$ ),  $\beta$  la largeur de bande effective du signal. Elle est donnée par l'expression 2.4.

$$\beta = \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} \right]^2 \quad (2.4)$$

Avec  $S$  la transformée de Fourier du signal. On peut alors remarquer que l'influence de la largeur de bande du signal sur la précision est plus importante (*quadratique*) que celle du rapport signal à bruit (*linéaire*). L'intérêt de l'ULB pour ce genre d'application s'en trouve renforcé.

- **La sécurité :** sans avoir besoin d'un codage quelconque, le spectre du signal ULB se situe en-dessous du niveau du bruit. Ce signal est donc,

naturellement discret et difficilement détectable par un autre système. Cette faible densité spectrale de puissance du signal améliore la sécurité des communications radio ULB.

- **Coexistence avec les autres systèmes :** Le faible niveau de puissance d'émission réduit la nuisance des systèmes ULB sur les autres systèmes. Ceci permet la coexistence des systèmes.
- **Pénétration des obstacles :** Un signal ULB s'étale sur une large gamme de fréquence, donc des applications telles que la vision aux travers des murs, la poursuite d'objet, ou la localisation, peuvent bénéficier d'une excellente résolution en particulier aux fréquences basses.
- **Coût/consommation :** Contrairement aux architectures classiques qui nécessitent des oscillateurs et des transpositions en fréquence pour transmettre le signal, les systèmes ULB impulsionnels peuvent transmettre sur le canal radio des signaux générés en bande de base. Ceci offre à un système ULB une simplicité de fabrication, un faible coût et une autonomie importante.

## 2. 2. 4 Approches ULB

Afin de respecter la définition de l'ULB, trois approches sont possibles qui sont successivement représentées **Figure 2.2**. Le cas de **Figure 2.2 (a)** présente l'approche impulsionnelle mono-bande, le cas de la **Figure 2.2 (b)** présente une approche par bandes duales enfin, le cas de la **Figure 2.2 (c)** autorise une approche multi-bandes. Nous analysons ces trois approches l'une après l'autre par la suite.

### 2. 2. 4. 1 Approche impulsionnelle mono-bande

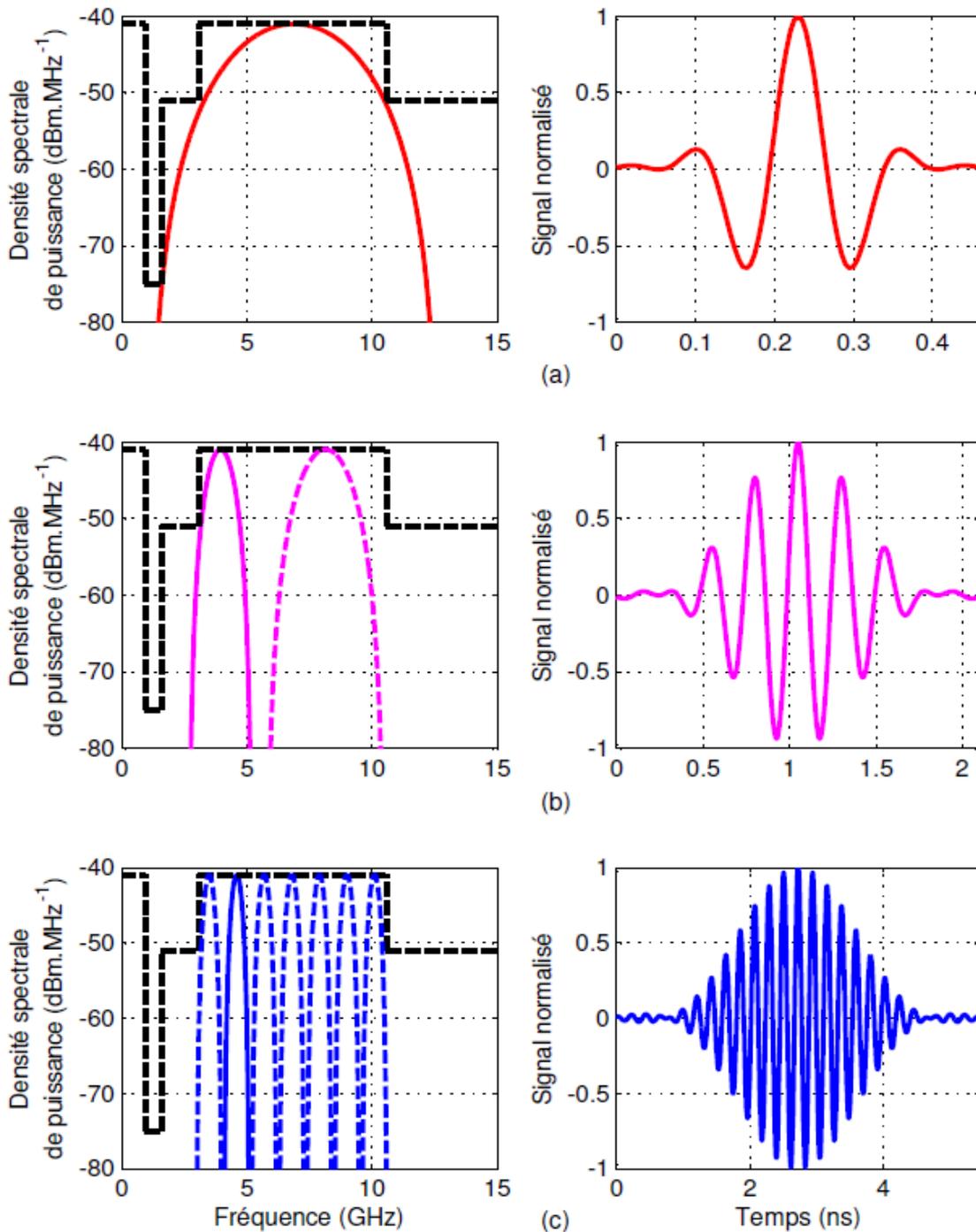
La radio impulsionnelle aussi connue sous le nom IR-UWB<sup>4</sup> repose sur l'utilisation instantanée de toute la bande de fréquence allouée avec ou sans porteuse. La transmission s'effectue par des impulsions très brèves (*100 ns à 1 ns*) dans le domaine temporel et dont la durée est inversement proportionnelle à la largeur de bande considérée (*0.5 GHz à quelques GHz*).

Différentes formes d'impulsions sont utilisées pour les systèmes IR-UWB. Les plus simples exploitent une impulsion sinusoïdale fenêtrée par un rectangle, les plus complexes

---

<sup>4</sup> Impulse Radio UWB

sont soit issues de la famille des impulsions gaussiennes (*monocycles et ses dérivés*) qui ont longtemps servi de référence pour les signaux ULB, ou des modèles basés sur les polynômes d’Hermite ou encore l’impulsion de Rayleigh. Ces différentes formes d’onde permettent d’optimiser la répartition en fréquence de la puissance du signal.



**Figure 2. 2 :** a) *Approche impulsionnelle mono-bande* ; b) *Approche bandes duales* ; c) *Approche multi-bandes*

#### 2. 2. 4. 2 Approche bandes duales

Cette approche permet d'utiliser des technologies de circuits intégrés moins onéreuses, surtout en bande basse (*typiquement 3 GHz - 6 GHz*), la bande haute est utilisée au fur et à mesure du développement de solutions technologiques en termes de composants RF. La flexibilité du spectre radio reste modérée, mais cette solution permet toutefois d'éviter arbitrairement une bande sensible, comme la bande UNII autour de 5 GHz, par exemple.

#### 2. 2. 4. 3 Approche multi-bandes

On distingue deux approches multi-bandes :

- Le multi-bandes impulsionnel ;
- Le multi-bandes OFDM (*non impulsionnel*).

La première vise principalement à augmenter le débit en augmentant la PRF<sup>5</sup> tandis que la deuxième s'intéresse aux problèmes d'interférences et d'accès multiple.

Le multi-bandes impulsionnel préconise l'utilisation séquentielle des sous bandes par saut de fréquence. Ce dernier a été rapidement délaissé au profit du MB-OFDM<sup>6</sup> dont le concept est apparu pour la première fois en 2002 [23]. Ce dernier est soutenu par Wimedia et MBOA<sup>7</sup>. Il consiste en l'utilisation instantanée, simultanément ou indépendamment de sous-bandes respectant les définitions ULB. Le spectre défini par la FCC est alors divisé en 14 sous-bandes de 128 porteuses chacune en utilisant une modulation OFDM classique étendue à des bandes de 528 MHz. Les 14 sous-bandes sont classées en 5 groupes de 2 à 3 sous-bandes chacun (**Figure 2.3**). Seul le premier groupe (*3.1-4.8 GHz*) sera exploité en attendant le développement des solutions pour les composants RF pour les bandes supérieures. Le signal en bande de base utilise une modulation de type QPSK<sup>8</sup> puis une modulation OFDM permet de répartir le signal sur les 128 porteuses bandes étroites et s'associe à une modulation BICM<sup>9</sup>. Le multiplexage entre utilisateurs est assuré par un codage TFC<sup>10</sup>. Les débits sont de l'ordre de 53.3 Mbps à 480 Mbps [24].

L'un de ses avantages est le fait de pouvoir s'adapter dynamiquement aux contraintes spectrales liées à une zone géographique ou à un type d'application. Ainsi, le signal ULB peut être façonné de manière à respecter un certain masque de puissance ou à éviter des

---

<sup>5</sup> Pulse Repetition Frequency

<sup>6</sup> Multiband OFDM

<sup>7</sup> Multiband OFDM Alliance

<sup>8</sup> Quaternary Phase Shift Keying

<sup>9</sup> Modulation codé à bits entrelacés

<sup>10</sup> Codes Temps-Fréquence

interférences en éliminant la bande (ou une série de porteuses) non appropriée. Son principal défaut réside dans la complexité d'implémentation.

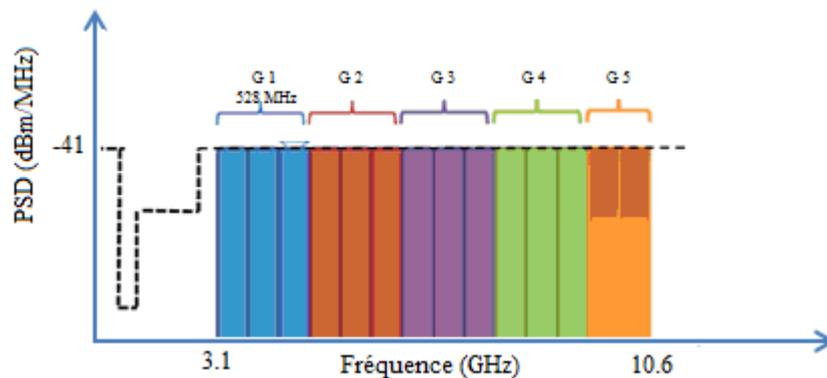


Figure 2.3 : Spectre multi-bandes OFDM

## 2. 2. 5 L'ULB et ses applications

Les applications potentielles de la technologie radio ULB concernent deux niches techniques : les systèmes très haut débit courte portée (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée (typiquement 200 kbit/s à 100 m). Ces deux modes d'utilisation du spectre radio ULB permettent d'envisager un certain nombre d'applications typiques pour les systèmes ULB. Ces applications peuvent être classées sous 4 catégories en fonction des bandes de fréquence [25] :

- Bande de fréquence 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules routiers ;
- Bande de fréquence < 1 GHz : applications liées aux radars ;
- Bande de fréquence 1.99-10.6 GHz : applications médicales (imagerie) ;
- Bande de fréquence 3.1-10.6 GHz : système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

### 2. 2. 5. 1 Applications liées aux communications

L'une des applications qui a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC dès 2002 concerne sans aucun doute les communications sans fil, à très hauts débits et à courtes portées. En effet, la technologie ULB permettra d'augmenter le débit des réseaux personnels sans fil traditionnels. Les usages de ce mode d'utilisation seront ceux des réseaux WiFi actuels, permettant par exemple l'accès au réseau internet sans fil, ou la connexion entre différents périphériques (imprimante,

*lecteurs, . . . etc.*) en environnement limité, de la taille d'une ou plusieurs pièces d'habitation par exemple.

En raison des très hauts débits potentiels à courte portée, des applications nécessitant plus de débit sont également envisageables à une portée de 1 m à 4 m, comme par exemple un transfert multimédia de haute qualité entre un lecteur DVD et un écran. Dans le même mode d'utilisation les promoteurs de l'ULB ont également proposé une alternative sans fil pour la norme Ethernet.

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne accès à un grand nombre d'applications [26]. On peut citer par exemple :

- Les applications de domotique comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes avec un débit de quelques kbit/s ;
- les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (*souris, clavier, oreillette*) du PC avec un débit de quelques centaines de kbit/s ;
- la télésurveillance avec un débit de 1 Mbit/s.

## **2. 2. 5. 2 Applications liées aux radars et aux domaines médicaux**

Les radars traditionnels à bande étroite sont parmi les premiers types de radar proposés par le marché. Cependant, ces derniers présentent de nombreux inconvénients notamment :

- l'impossibilité d'émettre et de recevoir en même temps des informations, ce qui implique que l'on a très souvent des zones aveugles de plusieurs centaines de mètres à proximité des sources ;
- une résolution très faible car le radar traditionnel est un dispositif à bande étroite.

Du fait de sa très large bande passante, le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite. En effet, ce type de radar présente une meilleure résolution et possède certains avantages dont :

- la capacité de pénétration des matériaux des sols, des murs, de la végétation, de la neige (*utilisation possible des radars en basse fréquence pour améliorer la pénétration*) ;
- l'amélioration de la détection des cibles (*diminution forte des zones aveugles*) ;
- la robustesse par rapport aux perturbations.

En fonction des catégories de radar ULB, on distingue une panoplie d'application : *détection de mines anti-personnelles, détection de véhicules, contrôle de construction de bâtiment, archéologie, détection de matériaux...etc.* Dans le domaine de la médecine, les

radars ULB sont utilisés dans les hôpitaux et à domicile pour mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires et autres paramètres vitaux du patient [27]. Une autre application importante du radar ULB dans le domaine médical concerne l'obstétrique : le radar ULB est utilisé par exemple pour contrôler l'évolution des grossesses. Le radar ULB intervient également en imagerie médicale, il permet de détecter de façon non exhaustive les mouvements. On peut ainsi voir des images du cœur, de la poitrine et des poumons. Il existe bien d'autres applications en médecine où les radars ULB sont utilisés. On peut citer entre autres la prévention d'apparition de cancer, la surveillance respiratoire ou encore la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson.

### **2. 2. 5. 3 Applications liées à la localisation et à la poursuite**

La technologie ULB est très sollicitée dans des applications de localisation et de poursuite de personnes et d'objets. En effet, l'Ultra Large Bande permet une grande précision dans la mesure des distances car la résolution obtenue est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion, ce qui la rend une candidate à fort potentiel pour les systèmes de localisation [22]. De ce fait, la technologie ULB offre une opportunité unique pour hybrider fonctionnalités de localisation et communications numériques sans-fil, ceci constitue une des exigences fortes liées à de nombreuses applications émergentes. Rappelons que l'ULB se propose d'adresser de façon privilégiée deux standards WPAN : d'une part, un standard haut débit HDR-UWB<sup>11</sup> dit standard IEEE 802.15.3a (*de 1Mbps jusqu'à plusieurs centaines de Mbps*) et, d'autre part, un standard bas-débit LDR-UWB<sup>12</sup> dit standard IEEE 802.15.4a (*de quelques kbps à 1Mbps*). Dans le cas du standard ULB haut-débit IEEE 802.15.3a, la capacité de localisation constitue une fonctionnalité additionnelle, voire anecdotique (*e.g. en vue d'un routage optimal du réseau*).

Des applications de l'ULB sont prévues dans le milieu industriel. En exploitant les possibilités de localisation à longue portée, des réseaux de capteurs ULB pourront être déployés dans les chaînes de production ou les hangars de stockage, afin de procéder au suivi et à la gestion automatique des opérations. Ce type d'application est adapté au standard LDR-UWB (*norme IEEE 802.15.4a*).

---

<sup>11</sup> Hight Data Rate UWB

<sup>12</sup> Low Data rate UWB

## 2. 2. 6 Régulation du spectre radio ULB

Comme tout nouveau système sans-fil, une réglementation s'impose à l'ULB avant de l'introduire sur le marché. De nombreux systèmes avec une licence ou non sont déjà présents dans les bandes UHF et SHF permettant le déploiement de systèmes radio comme présentés sur la **Figure 2.4**. Sur cette figure, on remarque plusieurs systèmes occupant des bandes réservées telles que les standards de téléphonie cellulaire GSM (900 MHz), DCS (1.8 GHz) et UMTS (2 GHz). Le système de localisation par satellite GNSS occupe également une bande réservée autour de 1.5 GHz. D'autres bandes de fréquence accueillent des systèmes de communication exploités sans licence. Par exemple, la bande ISM correspond aux systèmes Bluetooth, WiFi et DECT et autorise également les émissions radio dues aux appareils industriels comme les fours à micro-onde. La bande UNII est la bande de fréquences où opèrent les normes WiFi 802.11a et Hiperlan. L'objectif est donc d'assurer la coexistence entre les différents systèmes occupant le spectre radioélectrique. Les organismes de réglementation ont souvent recours à l'allocation d'une bande de fréquence fixe et spécifique pour chaque nouveau système. Le problème est que, d'une part, les ressources en bande de fréquences se font de plus en plus rares, et que, d'autre part, les systèmes sans-fil sont de plus en plus présents. Pour pouvoir accueillir à la fois tous les systèmes existants et émergents et afin d'anticiper l'engorgement du spectre radioélectrique, la tendance semble privilégier la convergence vers un système hétérogène<sup>13</sup> et reconfigurable<sup>14</sup>. Ces deux propriétés sont considérées en tant que concept clé de la gestion de ressources radio étudiés dans le cadre du projet européen le nom E<sup>2</sup>R<sup>15</sup> [28].

Dans le cas de l'ULB, étant donnée la nature des signaux ULB, leur étendue fréquentielle et les faibles puissances mises en jeu, l'objet de la régulation est plutôt de définir les conditions d'utilisation pour ces équipements et en particulier les limites de densité spectrale de puissance afin de ne pas causer de brouillage aux autres systèmes radio.

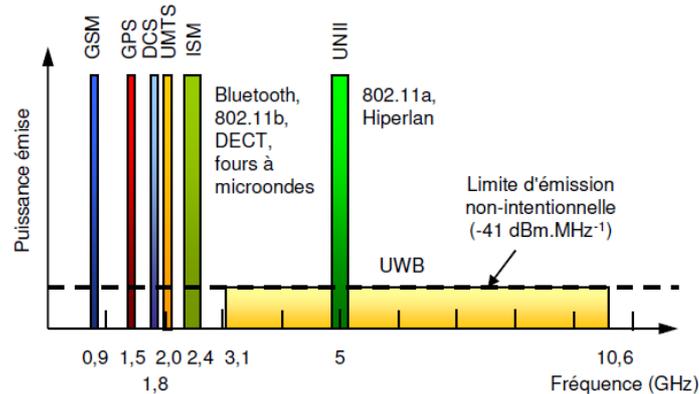
Dans ce chapitre, nous nous sommes limités sur la régulation en Europe. Celle des Etats Unis et de l'Asie sont présentées dans l'annexe A.

---

<sup>13</sup> Multi-standard (GSM, GPRS, EDGE, UMTS, WiFi, WiMax,...)

<sup>14</sup> peuvent changer de technologie d'accès radio, et d'allocation des ressources spectrales...

<sup>15</sup> End-to-End Reconfigurability



**Figure 2. 4 :** Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF

### 2. 2. 6. 1 Régulation en Europe

En Europe, les instances de réglementation CEPT<sup>16</sup> et de normalisation ETSI<sup>17</sup> ont tissé une étroite coopération afin de développer la norme européenne des systèmes ULB. L'objectif visé est d'assurer une harmonie pour tous les états de l'union européenne. En février 2005, l'ECC a établi et adopté le rapport « ECC Report 64 » [29] qui traite les exigences protectives des systèmes opérant en dessous de la fréquence 10.6 GHz des dispositifs ULB. Ce rapport considère un facteur d'activité de 5 % et un déploiement des dispositifs ULB à 80% en indoor et 20 % en outdoor et définit des distance de protection afin d'éviter tout risque d'interférence. Les limites de DSP calculées se sont révélées plus rigoureuses que celles de la FCC [29] (20 à 30 dB de moins).

Les principaux systèmes victimes identifiés sont : les services fixes (*FS*)<sup>18</sup>, les services satellitaires (*FSS*)<sup>19</sup>, les services de la radio astronomie (*RAS*)<sup>20</sup>, les services d'exploration terrestres par satellites (*EESS*)<sup>21</sup> en outdoor, les services de télévision numérique (*DVB-T*)<sup>22</sup> et les services mobiles (*IMT-2000*)<sup>23</sup> en indoor.

D'autres rapports ont été établis par la suite en effectuant une analyse plus approfondie incluant :

<sup>16</sup> Conférence Européenne des Postes et Télécommunications

<sup>17</sup> European Telecommunication Standard Institute

<sup>18</sup> Fixed Service

<sup>19</sup> Fixed Service Satellite, bande C 3.7-4.2 GHz et bande Ku 12.5-12.75 GHz

<sup>20</sup> Radio Astronomy Service

<sup>21</sup> Earth Exploration-Satellite Service

<sup>22</sup> Digital Video Broadcasting Terrestrial

<sup>23</sup> International Mobile Telecommunications-2000

- des études techniques focalisées sur trois scénarios de coexistence précis : *FSS*, *FS* (*outdoor*) et les services fixes d'accès sans-fil (*FWA*)<sup>24</sup> (*indoor*) ;

- une analyse d'impact structurée par gamme de fréquences dans la bande FCC autorisée en considérant une limitation initiale de puissance isotrope rayonnée équivalente (*PIRE*) moyenne à -55 dBm/MHz.

D'autres études ont été effectuées en s'attardant sur certains point clés comme :

- les puissances *PIRE* moyennes maximales dans les bandes 2.7-3.8 GHz et 8.5-9 GHz ;
- les techniques de réduction du brouillage ;
- les installations ULB dans les véhicules routiers et ferroviaires.

Ainsi en novembre 2006, une première génération de système ULB (*1G - UWB*), fonctionnant essentiellement sur la bande 4.2-4.8 GHz avec un maximum de *PIRE* (-41.3 dBm), a été lancée sur le marché avec une autorisation valable jusqu'au 31 décembre 2010 et cela sans technique de réduction de brouillage. Au-delà, elle est remplacée progressivement par une seconde génération (*2G-UWB*) intégrant les techniques d'atténuation appropriées. Le dernier mandat établi par l'ECC et publié le 23 mars 2012 constitue une mise à jour de la décision établie en 2007 [30]. Le **Tableau 2.1** récapitule les limites de puissance autorisées telles qu'elles ont été définies par l'ECC [48].

### **2. 2. 7 Réglementation de la technique ULB en transport routier et ferroviaire**

L'application de l'ULB dans le domaine des transports est un sujet plus récent qui fait l'objet de recherches approfondies, prenant en compte plusieurs éléments dont :

- la nature de l'environnement (*intérieur d'une voiture*) ;
- le facteur d'activité ;
- l'influence du nombre de passagers ;
- le nombre de dispositifs ULB ;
- le type de réduction de brouillage optimal.

Afin de protéger les systèmes outdoor des émissions ULB, il a été décidé d'imposer l'utilisation d'un contrôle de puissance à la transmission (*TPC*) [31]. Cette nouvelle contrainte

---

<sup>24</sup> Fiwed Wireless Access

conditionne l'opération de ce type de dispositif dans certains cas pour émettre à -41.3 dBm/MHz. Le **Tableau 2.2** présente les normes imposées pour l'utilisation du spectre ULB dans les transports routiers et ferroviaires.

| Bande de fréquence (GHz) | PIRE moyenne maximale (dBm/MHz) | PIRE crête (dBm (mesuré à 50 MHz)) |
|--------------------------|---------------------------------|------------------------------------|
| < 1.6                    | -90                             | -50                                |
| 1.6 à 2.7                | -85                             | -45                                |
| 2.7 à 3.4                | -70                             | -36                                |
| 3.4 à 3.8                | -80                             | -40                                |
| 3.8 à 4.2                | -70                             | -30                                |
| 4.2 à 4.8 *              | -70                             | -30                                |
| 4.8 à 6                  | -70                             | -30                                |
| 6 à 8.5 *                | -41.3                           | 0                                  |
| 8.5 à 9                  | -65                             | -25                                |
| 9 à 10.6                 | -65                             | -25                                |
| > 10.6                   | -85                             | -45                                |

\* Dans le cas des systèmes ULB installés dans les transports routiers ou ferroviaires, l'opération est conditionnée par l'implémentation d'un contrôle de puissance à l'émission (Transmitter Power Control - TPC) avec une marge de 12 dB par rapport au maximum de puissance rayonnée autorisée, sinon la DSP moyenne maximale est -53.3 dBm/ MHz.

**Tableau 2. 1 : Limites PIRE maximales en Europe**

Dans [31], une description générale est faite portant sur la régulation du spectre radio ULB par l'ECC, pour l'application de suivi et de localisation des trains et métros. Dans une configuration de localisation ULB en environnement ferroviaire, un émetteur (*Tx*) ou un récepteur (*Rx*), ou les deux sont installés dans un véhicule ferroviaire en mouvement (train, métro). Le véhicule est suivi en utilisant un point d'accès situé au bord de la voie et qui peut être implémenté en utilisant une antenne ULB (*ULB-Tx*), ou un récepteur (*ULB-Rx*) ou les deux. Un réseau d'équipement en bordure de voie fixe autour d'une zone à couvrir, appelée zone d'intérêt, communique avec un équipement ULB installé dans un véhicule ferroviaire. La position 2D d'un véhicule sur rails peut être déterminée par l'analyse, par exemple, du temps d'arrivée et / ou angle d'arrivée du signal radio par rapport aux stations de référence connus. Le système présenté dans [31] est un système de suivi d'un véhicule ferroviaire dans une zone autour d'un point d'intérêt. Les informations de position sont appliquées pour assurer l'arrêt du véhicule avec une précision inférieure au mètre. Une fois que le véhicule est à l'arrêt, la transmission est coupée.

| <b>Bande de fréquence</b> | <b>PIRE moyenne maximale</b>   | <b>PIRE crête (mesuré à 50 MHz)</b>     |
|---------------------------|--|---|
| <b>3.1 à 3.4 GHz</b>      | -70 dBm/MHz<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant LDC <sup>25</sup><br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant TPC <sup>26</sup> +DAA <sup>27</sup> | -36 dBm<br>ou<br>0 dBm<br>ou<br>0 dBm   |
| <b>3.4 à 3.8 GHz</b>      | -80 dBm/MHz<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant LDC<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant TPC+DAA  | -40 dBm<br>ou<br>0 dBm<br>ou<br>0 dBm   |
| <b>3.8 à 4.8 GHz</b>      | -70 dBm/MHz<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant LDC<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant TPC +DAA   | -30 dBm<br>ou<br>0 dBm<br>ou<br>0 dBm   |
| <b>6 à 8.5 GHz</b>        | -53.3 dBm/MHz<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant LDC<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant TPC  | -13.3 dBm<br>ou<br>0 dBm<br>ou<br>0 dBm |
| <b>8.5 à 9 GHz</b>        | -65 dBm/MHz<br>ou<br>-41.3 dBm/MHz en utilisant TPC+DAA  | -25 dBm<br>ou<br>0 dBm                  |

**Tableau 2. 2 : Normalisation du spectre ULB dans les transports routiers et ferroviaires**

Un tel système peut être réalisé selon trois configurations :

- L'émetteur est installé dans un véhicule ferroviaire, et la réception est assurée par un équipement fixe situé à la voie (*option 1*) : les signaux ULB émis par l'émetteur sont détectés par un équipement de réception placé au bord de la voie à des points fixes connus ;

<sup>25</sup> Low Duty Cycle

<sup>26</sup> Transmission Power Control

<sup>27</sup> Detect-And-Avoid

- Le récepteur est installé dans un véhicule ferroviaire, et la transmission est assurée par un équipement fixe situé à la voie (*option 2*) : les signaux ULB émis par un réseau d'antennes fixe situé au bord de la voie, sont détectés par un équipement de réception installé dans le véhicule ;
- L'émetteur et le récepteur sont installés dans un véhicule ferroviaire : une combinaison des options 1 et 2 et une transmission bidirectionnelle est établie entre le véhicules et l'équipement fixe situé à la voie [31].

Les systèmes ULB fonctionnaient jusque-là dans les bandes de fréquence de 3.1 - 4.8 GHz ou 6 - 8.5 GHz et opéraient principalement dans des conditions de ligne de vue directe LOS (*Line Of Sight*), et donc une limite de la puissance moyenne de -41.3 dBm/MHz. Une récente modification de la décision de l'ECC a permis l'émergence de nouvelles normes ULB pour l'application dans les transports terrestres notamment ferroviaires [31].

Le fonctionnement du système ULB doit faire face à plusieurs facteurs critiques qui peuvent contraindre ses performances. Le **Tableau 2.3** présente quelques un de ces facteurs.

| Fréquence (GHz)  | Zone d'opération                           | Facteurs critiques affaiblissant la performance du système                                   | Contre-mesures compatibles avec les limites et les règlements de l'ECC  |
|--|--|--|---|
| <b>3.11&lt;f&lt;4.8</b><br><b>PIRE&lt;-53.3 dBm/MHz</b><br><b>pour les équipements ULB non enregistrés et les mobile sans licence avec 5% d'activité du LDC</b><br><b>PIRE&lt;-41.3 dBm/MHz</b><br><b>pour les équipements enregistrés</b> | <i>Très courte portée (&lt; 10 mètres)</i> | <i>Multitrajets</i><br><i>Brouilleurs large bande</i><br><i>(e.g. ULB pour l'automobile)</i> | <i>Multiple émetteurs ULB à bord des trains pour des traitements en temps réel</i><br><i>Multiple récepteurs fixés au sol</i> |
|  | <i>Courte portée (&lt;50 mètres)</i>       | <i>Multitrajets+Pertes de trajets</i><br><i>Brouilleurs large band</i>                       | <i>Multiple émetteurs ULB à 3.1-4.8 GHz déployés au sol pour des traitements en temps réels</i>                               |
| <b>6&lt;f&lt;8.5</b><br><b>PIRE&lt;-53.3 dBm/MHz</b><br><b>pour les équipements ULB et mobiles non enregistrés avec 5% d'activité du LCD</b>   | <i>Très courte portée (&lt;10 mètres)</i>  | <i>Multitrajets</i>  | <i>Multiple émetteurs à bord du train pour des traitements en temps réel avec des antennes à faisceau étroit</i>              |
| <i>Note : À plus haute fréquence (f&gt;=8 GHz), seules les applications à très courte portée (&lt;10 mètres) sont exploitables, car les émetteurs ULB installés à l'infrastructure ne sont pas autorisés par l'ECC</i>                     |  |  |   |

**Tableau 2.3** : Facteurs critiques limitant les performances du système ULB en environnement ferroviaire

L'ECC indique également dans ce document que : « que ce soit à bord ou dans les infrastructures fixes, l'adoption de multiples émetteurs ULB améliore les performances du système et maximise sa disponibilité pour une portée allant jusqu'à 50 mètres et plus ». La recommandation la plus récente visant la protection des services existants exige que chaque

émetteur ULB appartenant à une infrastructure fixe soit limité à une puissance moyenne de -41.3 dBm/MHz dans la bande de fréquences la plus basse uniquement. Pour la bande de fréquence de 3.4 - 4.2 GHz, qui peut être étendue à la bande de fréquence 4.2 - 4.8 GHz, la limite stricte appliquée est de -47,3 dBm / MHz.

Par conséquent, la perspective de l'utilisation de dispositifs ULB dans des applications de localisation et de suivi en environnement ferroviaire avec une portée supérieure à 50 mètres semble très contraignante, en raison de l'effet combiné de plusieurs facteurs essentiels: multi trajets, perte de trajet (*path loss*), etc. L'association avec une technique de retournement temporel pourrait permettre de résoudre certaines des contraintes. Et la section suivante sera consacrée à rappeler les éléments nécessaires à la compréhension de cette technique particulière.

## **2.3. La technique de retournement temporel**

Ainsi que souligné précédemment, un système ULB conventionnel doit faire face à plusieurs contraintes liées notamment à la complexité au niveau de la réception. Une des solutions pour remédier à ces problèmes est de transposer la complexité du récepteur vers l'émetteur en utilisant la technique de Retournement Temporel notée RT. Outre ce transfert de complexité, un gain en performance est également attendu. Cette technique de RT est classiquement appliquée en acoustique et en communication sous-marine. Dans cette section nous présentons son évolution ces dernières années. Ensuite, nous discuterons de ses principales caractéristiques et de son apport à l'ULB pour la communication et la localisation.

### **2.3.1 Historique et applications de la technique du RT**

Le principe du retournement temporel se fonde sur la réversibilité de la propagation des ondes. Lorsqu'une source émet une onde, si l'on mesure et numérise sur un réseau d'antennes disposées autour de la source les signaux reçus en provenance de cette source, puis que l'on réémette ensuite ces signaux en chronologie inverse, alors une onde convergente est créée et se focalise tant spatialement que temporellement au point source initial. En 1965, Parvulescu et Clay ont étudié ce qu'ils appellent une technique de signal adapté. Dans leurs expériences, ces auteurs transmettent un signal à partir d'une source, puis retransmettent le signal inversé dans le temps à partir de cette même source [32]. Les miroirs à conjugaison de phase furent ainsi développés dès les années 60 dans le domaine des micro-ondes puis, dans les années 70 en optique. Le principe de tels miroirs est de capter un signal monochromatique provenant d'une source et de réémettre son conjugué par un effet non linéaire, ce deuxième signal

focalise alors sur la source initiale, y compris si le milieu intermédiaire présente des hétérogénéités. En 1989, Mathias Fink et son équipe ont généralisé ce concept aux signaux large bande en introduisant le principe du retournement temporel et de la cavité à RT. D'autres recherches se sont également développées pour différentes applications en télécommunications, pour le développement d'objets tactiles, en détection et imagerie, ainsi qu'en thérapie médicale.

### 2. 3. 2 RT appliqué aux ondes électromagnétiques

A l'instar des ondes acoustiques, les ondes électromagnétiques obéissent à la réversibilité et à la réciprocité. En effet, on peut imaginer la possibilité de réaliser un retournement temporel d'une onde électromagnétique en générant dans tout un volume de champ électrique, l'opposé du champ magnétique, le tout dans une chronologie inversée et, pour tout instant  $t$ . Dans le cas pratique, le retournement temporel du champ électromagnétique est appliqué sur une surface fermée entourant la source initiale [33]. L'expression du théorème de réciprocité avec sources dans le cas des ondes électromagnétiques est la suivante :

$$p_1 \cdot E_2(r_1, \omega) = p_2 \cdot E_1(r_2, \omega) \quad (2.5)$$

où  $p_{1,2}$  est le vecteur polarisation des dipôles élémentaires,  $E_{1,2}(r_{1,2}, \omega)$  est le champ électrique aux positions  $r_1$  ou  $r_2$ . Il apparaît ici que le champ électrique dans la direction de polarisation de la source est inchangé quand les positions de l'émetteur et du récepteur sont interchangées. La notion de cavité à retournement temporel, précédemment présentée, peut être adaptée dans le cas des ondes électromagnétiques.

#### 2. 3. 2. 1 Premières expériences du RT en bande étroite

A. Tourin et al [34], ont réalisé une première expérience en utilisant un prototype muni d'un seul émetteur et récepteur (*Single Input Single Output – SISO*) pour des ondes électromagnétiques dans la bande WiFi dans le but de réaliser le retournement temporel de signaux radiofréquences. Une première antenne transmet dans une chambre réverbérante une impulsion brève définie par :

$$x(t) = x_p(t) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.6)$$

où  $x_p(t)$  représente la modulation en phase et  $f_0 = 2.45 \text{ GHz}$  la fréquence centrale. La largeur spectrale de la modulation est de l'ordre de 10 MHz. Après réception par une seconde antenne, la modulation, ou signal en « bande de base », est extraite et codée sur deux entrées ( $I$  et  $Q$ ) en

phase et en quadrature. Compte tenu des réflexions multiples subies par l'onde au cours de sa propagation, la durée du signal reçue est significativement allongée (**Figure 2.5a**). Chacun des deux signaux  $I$  et  $Q$  est alors numérisé avec une fréquence d'échantillonnage de 40 MHz, i.e. très inférieure à la fréquence de la porteuse, et retourné temporellement. Ces nouveaux signaux sont alors utilisés pour moduler la porteuse dont on a conjugué la phase. Le signal réémis par l'antenne initialement réceptrice refocalise alors sur l'antenne initialement émettrice pour y reformer l'impulsion originelle (**Figure 2.5b**). En plus de la compression temporelle obtenue sur l'antenne initiale, il a été vérifié que l'onde est spatialement focalisée avec une précision de l'ordre de la longueur d'onde. C'est à dire qu'en profitant de la complexité du milieu, il est possible, avec une antenne unique, d'atteindre une résolution optimale.

Le RT s'avère ainsi très avantageux avec une modulation exploitant une onde porteuse. Les signaux en bande de base à basse fréquence peuvent ainsi également atteindre une grande focalisation spatiale en raison de la présence d'une porteuse haute fréquence. On observe que la taille de la zone de focalisation spatiale dépend de la fréquence de la porteuse bien que la fréquence du signal de bande de base soit significativement inférieure à la fréquence de la porteuse. Sous certaines conditions, l'augmentation de la fréquence de la porteuse peut augmenter la compression temporelle du signal [35].

### **2. 3. 2. 2 Le retournement temporel itératif (RTI)**

Lorsque les limitations du système utilisant le RT (*bande de fréquence, nombre d'antennes...*) ne permettent pas d'avoir une focalisation temporelle suffisamment fine pour diminuer les interférences inter-symboles (*IIS*), la mise en œuvre du RT itératif peut être une solution. Cette technique permet, par un raffinement successif de l'estimation du canal, de diminuer les lobes secondaires de la réponse impulsionnelle du canal équivalent et ainsi de diminuer l'*IIS* [36]. La première étape d'estimation et de focalisation se fait de manière classique. La seconde étape ne consiste plus à envoyer une impulsion mais le signal d'erreur, c'est-à-dire la différence entre l'impulsion et le signal reçu lors de l'étape de focalisation. Le canal estimé est ensuite ajouté au canal estimé lors de la première opération et la somme est réémise retournée dans le temps (**Figure 2.6**). Après plusieurs opérations successives, les lobes secondaires de l'impulsion reçue sont diminués et l'*IIS* est ainsi réduite lorsque les données sont envoyées. Néanmoins ce système suppose d'avoir un canal constant sur la durée des étapes de raffinement de l'estimation ainsi que pendant la transmission des données et paraît ainsi compliqué à mettre en œuvre dans un système réel.

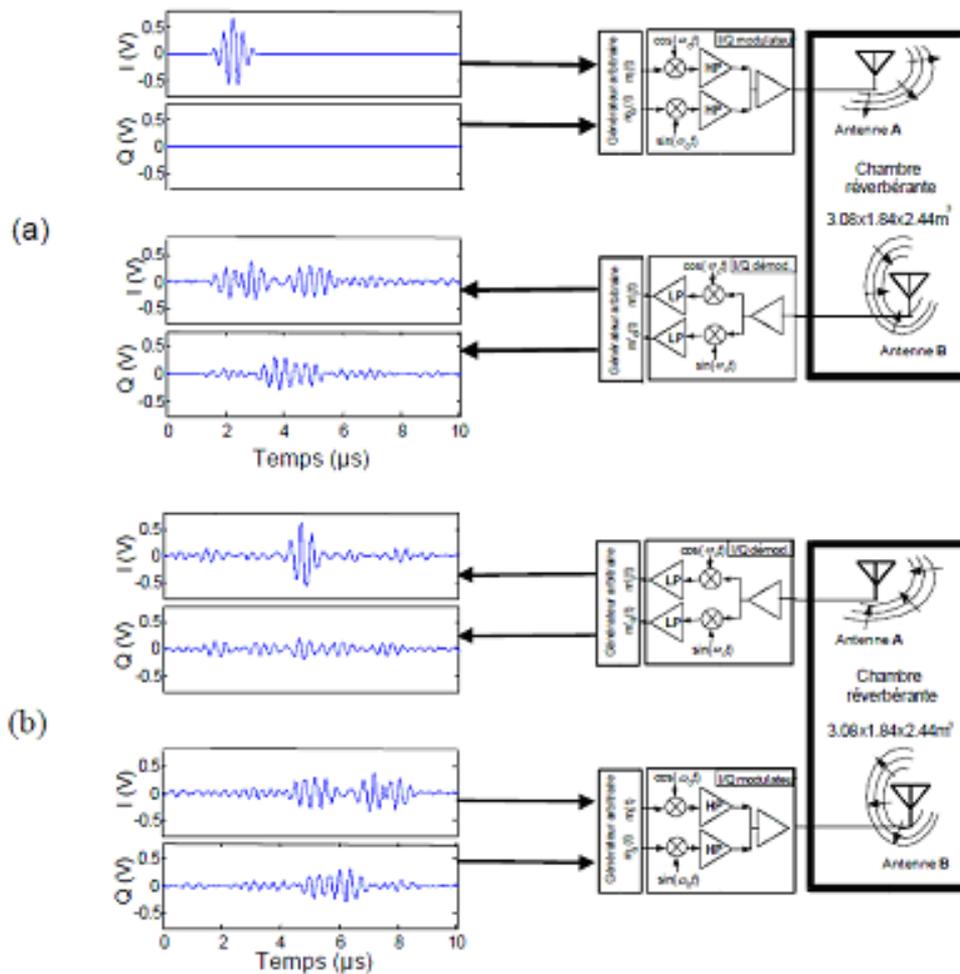


Figure 2.5 : a) Phase d'émission/réception, b) RT et réémission

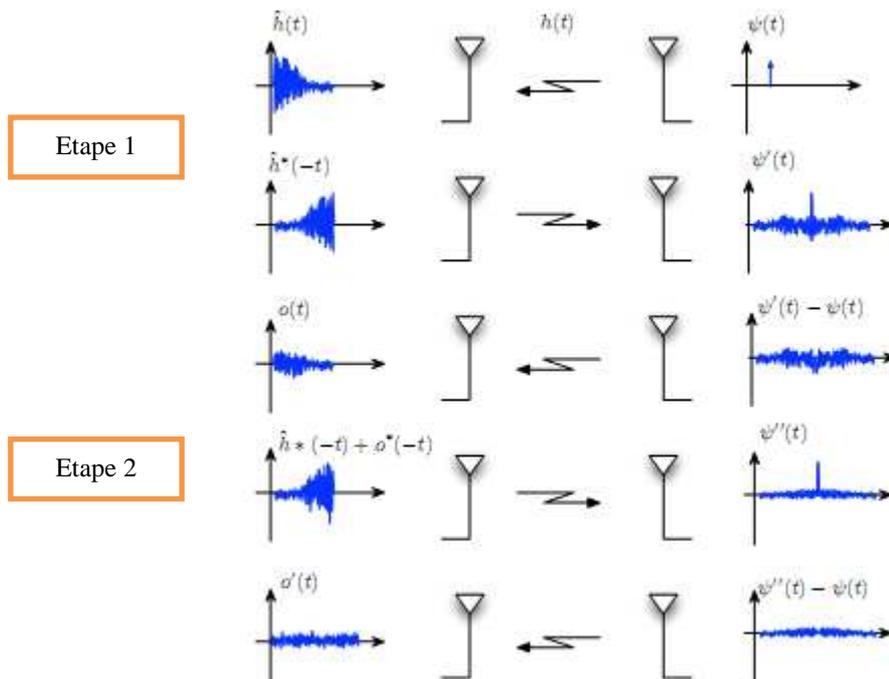


Figure 2.6 : Processus de RTI

### 2. 3. 2. 3 Le retournement temporel et ses applications

Une des applications du RT est la communication radio à large bande en milieu réverbérant. On peut ainsi envoyer à partir d'une ou de plusieurs antennes des messages différents, focalisés chacun sur un récepteur particulier et qui permettent d'augmenter de façon très importante le débit d'informations entre un réseau d'antennes et un ensemble de récepteurs [36]. La démonstration expérimentale à été faite aussi bien en acoustique sous-marine sur de très grandes distances qu'en acoustique des salles, et les premières réalisations d'antennes électromagnétiques à RT fonctionnant dans la bande Wi-Fi autour de 2.4 GHz ont montré qu'on pouvait aussi focaliser des ondes électromagnétiques sur des zones de quelques centimètres dans des immeubles. Dans le domaine de l'acoustique, B. Keeperman et al du Scripps ont montré qu'on pouvait focaliser un message acoustique à 10 km de distance sur une zone de 30 cm de large [37], ce qui correspond à une résolution de la demi-longueur d'onde. Les applications du RT à la téléphonie mobile en milieu urbain sont envisageables et sont en cours d'études dans plusieurs laboratoires.

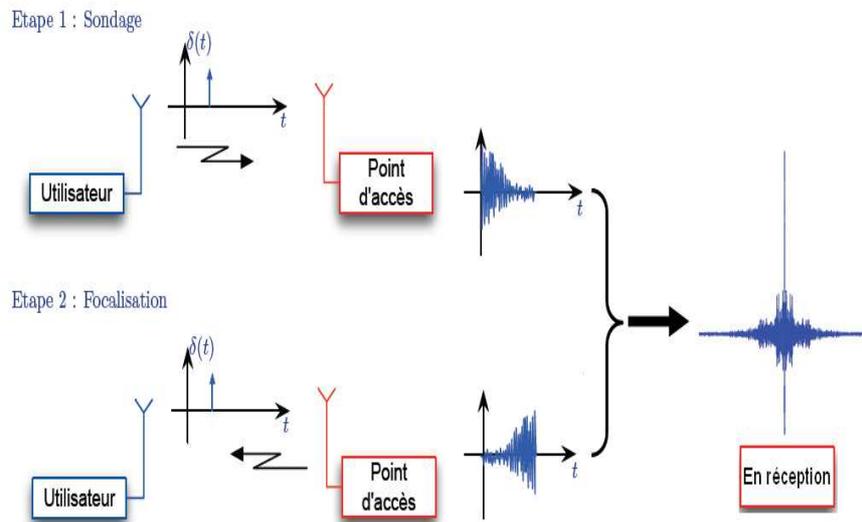
L'application du RT peut être étendue dans le domaine de la domotique. En effet, la technique du RT permettrait de générer des objets tactiles. La détection, l'imagerie et la thérapie sont aussi d'autres champs d'application du RT [38].

### 2. 3. 2. 4 Apport du RT à l'ULB

Classiquement, le RT est utilisé en acoustique et en environnement sous-marin où de premières expériences de télécommunications par RT ont été réalisées avec des ondes acoustiques dans des chenaux sous-marins [39] – [40]. Actuellement, le RT est largement étudié dans les systèmes de communications ULB. Une étude approfondie des systèmes de communication ULB-RT est présenté dans [33]. Dans les systèmes de communication ULB-RT, la réponse impulsionnelle du canal (*RIC*) renversée dans le temps, est employée comme un préfiltre à l'émetteur. La technique RT devient alors composée des deux étapes suivantes (*Figure 2.7*) :

Dans la première étape, dite étape de sondage, la RIC est estimée et enregistrée au niveau de l'émetteur. Dans la deuxième étape, dite étape de focalisation, la version conjuguée et inversée dans le temps de la RIC est transmise dans le même canal. Ainsi, l'onde se propage dans un canal invariant suivant les mêmes voies, en ordre inverse. Au niveau du récepteur, toutes les composantes de l'onde, empruntant des chemins différents, se combinent de manière cohérente et constructive au point source. Les résultats d'expérimentation présentés

dans [33], montre que le RT s'avère prometteur pour l'application aux systèmes de communication ULB. Nous énumérons ci-dessous quelques avantages du RT pour les systèmes ULB [41] – [42].



**Figure 2. 7 : Principe du RT en contexte ULB**

- Le RT est une méthode qui exploite naturellement la diversité spatiale d'un milieu.
- Le RT est du point de vue du traitement du signal, un filtre adapté. Cette caractéristique, permet de profiter de l'effet du gain d'antenne en communication ULB.
- En utilisant le RT lors de la phase d'émission de signaux ULB, la réponse impulsionnelle est compressée en réception, pour donner une impulsion aussi brève que le signal se propageant dans le vide et dans laquelle viennent s'ajouter des lobes secondaires. La détection des symboles s'en trouve simplifiée. Le RT agit ainsi tel un pré-codeur temporel des signaux ce qui réduit la tâche du récepteur ULB.
- La simplicité de mise en œuvre du RT constitue aussi un intérêt capital pour les systèmes de communication ULB. En effet en utilisant le RT, c'est le milieu lui-même qui fabrique le code car les réponses impulsionnelles vers différents utilisateurs sont pseudo-orthogonales, à condition que le milieu soit suffisamment complexe et stable entre la première phase et la deuxième phase de processus de RT.
- Le RT permet de maximiser le rapport signal sur bruit dans un système de communication ULB.

Les travaux de recherche effectués associant l'ULB au RT, sont jusque-là accentués dans les systèmes de communication. Nous proposons alors dans ce manuscrit d'exploiter les atouts du RT associé à l'ULB pour l'application à la localisation.

### **2. 3. 2. 5 Travaux exploitant conjointement ULB et RT**

L'utilisation conjointe de l'ULB et du RT est relativement récente, et en raison de ses avantages de simplicité et à ses performances, l'idée d'appliquer le RT aux systèmes de communication sans fil, notamment en ULB, est de plus en plus proposée. La première expérience utilisant le RT pour la communication ULB a été effectuée à Stanford [43] – [44] – [45] et le premier papier traitant cet aspect de l'association ULB-RT est probablement [44], où les données utilisées sont mesurées par INTEL en utilisant un analyseur de réseau (VNA).

Emami et al. ont démontré dans [46] la grande capacité de focalisation spatio-temporelle du signal ULB associé au RT en environnement indoor. D'autres travaux similaires ont été effectués par Akogun dans [47].

Dans [48] – [49], Lerosey et al. ont montré comment les concepts du RT développés en acoustique ultrasonore peuvent être étendus au domaine des ondes électromagnétiques notamment à l'ULB. Deux réalisations expérimentales du RT pour la communication ULB sont décrites dans [48].

L'utilisation du RT pour l'application à la localisation, en particulier, l'association de l'ULB et du RT constitue un sujet très récent et ne fait pas l'objet de beaucoup de publications dans la littérature. Quelques débuts de travaux dans ces domaines sont présentés dans [50] – [51] – [52].

Pour ce qui est de notre contribution dans ce champs de recherche, de premiers travaux ont été réalisés en collaboration avec l'IEMN (*DOAE et TELICE*) dans le cadre du projet COLOR (*Communication trains-sol Optimisée et Localisation relative précise des trains par technique de Retournement temporel*) financé par CISIT (*Campus International sur la Sécurité et l'Inter-modalité dans les Transports*) et dans le cadre d'un stage post doctoral à l'INRETS. Ces travaux ont eu pour but d'étudier la faisabilité de cette application du retournement temporel dans un canal de propagation ULB exploité dans la gamme 3-10 GHz puis, en gamme millimétrique. Ces travaux ont permis de valider le principe de la focalisation du signal sur un récepteur en utilisant les caractéristiques inverses du canal de propagation. Des tests ont été effectués en chambre réverbérante afin de valider le principe de focalisation d'énergie. Ils ont montré, en présence de focalisation, une augmentation effective du niveau

de signal reçu au voisinage du récepteur cible. Ce principe de focalisation a été validé pour une émission point à point et pour le cas de deux émetteurs et un récepteur. Celle-ci a déjà fait l'objet dans notre laboratoire, de publications scientifiques appliquées à la CBTC [53] – [54].

### 2.3.3 Les caractéristiques du RT

Le RT est caractérisé par plusieurs paramètres [55], notamment :

- La Puissance Crête Normalisée (*PCN*) de réception RT est définie comme la puissance d'un pic reçu pour une puissance d'émission donnée par rapport à un schéma SISO ;
- Le Gain de Focalisation (*GF*) est défini comme le rapport du plus fort pic reçu en RT sur le plus fort pic reçu par un système impulsif (*ULB*) conventionnel sans RT. Son expression est donnée par :

$$GF = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(Y_{RT}(t))}{\max(Y(t))} \right) \quad (2.7)$$

où  $Y_{RT}(t)$  et  $Y(t)$  sont respectivement les signaux reçus dans le cas RT et dans le cas ULB conventionnel. Ce paramètre GF, traduit le gain apporté par le RT en termes de couverture radioélectrique par rapport à un système de communication impulsif ULB classique, pour une puissance de transmission donnée ;

- Le Rapport Signal à lobe Secondaire (*RSS*) est défini comme le rapport de puissance entre les deux premiers pics les plus forts dans un signal reçu RT, son expression est :

$$RSS = 20 \log_{10} \left( \frac{Y_{RT}(t_{pic})}{Y_{RT}(t'_{pic})} \right) \quad (2.8)$$

où  $t_{pic}$  et  $t'_{pic}$  représentent respectivement le temps relatif au pic le plus fort et au second pic le plus fort. Le RSS représente un indicateur de la qualité du signal reçu ;

- L'Augmentation de la Puissance Moyenne (*APM*) est définie par le rapport des puissances moyennes reçues avec et sans RT. Son expression est donnée par :

$$APM (dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{RT}(t)}{P(t)} \right) \quad (2.9)$$

où  $P_{RT}(t)$  et  $P(t)$  sont respectivement les puissances moyennes reçues avec et sans RT ;

- L'écart type des retards ( $\sigma_r$ ) est donné par l'expression :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^N PDP(l)\tau_l^2}{\sum_{l=1}^N PDP(l)} - \left(\frac{\sum_{l=1}^N PDP(l)\tau_l}{\sum_{l=1}^N PDP(l)}\right)^2} \quad (2.10)$$

où  $PDP(l) = |Y(l)|^2$  est le Power Delay Profile du signal (*Profil de Puissance des Retards*),  $l$  est le retard et  $N$  le nombre total de pas dans le PDP. L'écart type des retards constitue une métrique pour la compression temporelle dans les systèmes RT.

Dans notre étude, nous utilisons le gain de focalisation et le PDP pour l'évaluation de la focalisation temporelle et spatiale (*voir chapitre 3*).

## 2.4. Métriques et algorithmes de localisation associés

Dans cette section nous présentons les quatre grands types de métriques qui sont généralement retenus dans les systèmes de radiolocalisation en mettant l'accent sur la métrique différence de temps d'arrivée qui sera utilisée dans notre système de localisation pour les raisons exposées au chapitre 3.

Les métriques couramment exploitées dans les systèmes de radiolocalisation sont [56] :

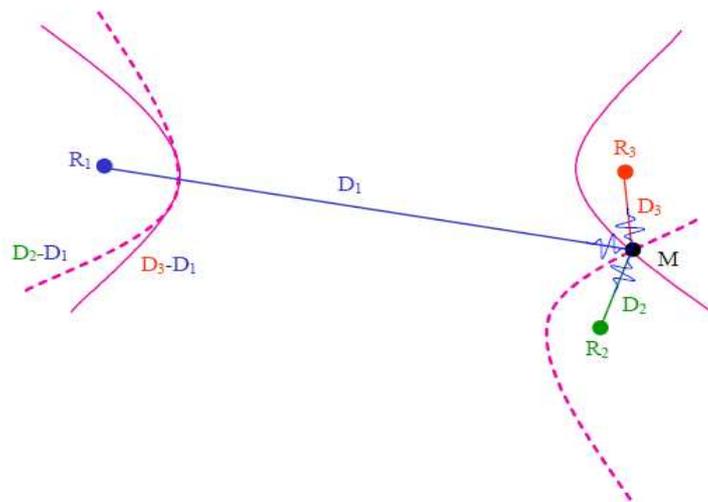
- **la métrique basée sur la puissance reçue (RSSI) :** communément appelé RSSI (*pour Received Signal Strength Indicator*) est typiquement utilisée dans le cadre de la radiolocalisation cellulaire et la radiolocalisation WiFi. Elle s'avère sensible aux effets du bruit du canal de propagation, aux inconstances et aux non stationnarités du canal de propagation en situation de mobilité et/ou de trajets multiples. En outre, elle ne permet pas de bénéficier véritablement de la résolution temporelle autorisée par les signaux large bande.
- **la métrique basée sur les angles d'arrivée (AOA) :** la mesure d'angle d'arrivée AOA (*pour Angle Of Arrival*) consiste à estimer l'angle d'incidence du trajet direct suivi par l'onde au moyen de plusieurs références. La mesure d'angle d'arrivée souffre sévèrement du phénomène de multitrajets et des situations de non visibilité semblant indiquer un émetteur dans une direction où il ne se trouve pas effectivement.
- **la métrique basée sur les temps d'arrivée (TOA) :** la métrique dite TOA (*pour Time Of Arrival*) est très largement utilisée dans les systèmes de radiolocalisation actuels. Son principe consiste à mesurer les distances séparant le nœud à positionner du nœud de référence, indépendamment des instants d'émission. Cette technique impose une

synchronisation grossière préalable des entités. Elle est très affectée en cas d'imprécision des horloges et des situations de non visibilité (*NLOS*).

### 2. 4. 1 Métrique basée sur les différences de temps d'arrivée (*TDOA*)

A la différence de la métrique TOA, la métrique dite TDOA (*pour Time Difference Of Arrival*), ne nécessite pas de synchronisation entre le mobile à localiser et le réseau d'émission. Cette technique exploite la différence entre les distances du nœud à positionner et deux nœuds de référence. A partir de cette mesure et de la distance entre les deux nœuds de référence, il est possible de tracer des hyperboles en utilisant deux nœuds différents (**Figure 2.8**). L'intersection des hyperboles permet de déterminer la position du mobile. Dans notre système de localisation, nous considérons que les signaux sont émis par un réseau d'antennes et à la réception, le traitement est effectué afin de déterminer la position du mobile.

La métrique TDOA constitue un procédé simple à mettre en œuvre dans le cadre du déploiement des réseaux ULB [56]. La contrainte majeure à laquelle doit faire face cette métrique est la détermination de la différence de temps des signaux (*la TDOA*). En effet, la détermination du TDOA repose sur la détection effective du premier trajet observable.



**Figure 2. 8 :** Principe de la métrique TDOA (2 D)

#### 2. 4. 1. 1 Formulation mathématique

Nous présentons dans cette section les procédés mathématiques permettant de déterminer les coordonnées de la position d'un mobile en 2D. La différence de distance entre le mobile et l'*i*<sup>ème</sup> station de base est donnée par l'équation (2.11) :

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} \quad (2.11)$$

Où,  $(x, y)$  sont les coordonnées inconnues de la position du mobile

$(X_i, Y_i)$  sont les coordonnées connues fixes des stations de base.

La différence de distance entre la station maîtresse (dans notre cas la station maîtresse est la station la plus proche du mobile) et les autres stations est donnée par :

$$R_{i,1} = c \cdot d_{i,1} = R_i - R_1 = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} - \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \quad (2.12)$$

où  $c$  est la célérité,  $d_{i,1}$  est la TDOA estimée entre la station maîtresse et l' $i^{\text{ème}}$  station.

Le calcul des différences de distances nous permet de définir un système d'équations d'hyperboles non linéaires dont la résolution peut être effectuée en utilisant différents algorithmes de résolution (*Chan, Talor, Music, ESPRIT...*). L'algorithme de Chan est celui que nous utilisons pour notre étude.

Cet algorithme consiste à transformer un système d'équations non linéaires en un système d'équations linéaire de la forme :

$$R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 = X_i^2 + Y_i^2 - 2X_{i,1}x - 2Y_{i,1}y + K_i - K_1 \quad (2.13)$$

Après développement, les coordonnées  $(x, y)$  du mobile sont données par :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} \cdot R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (2.14)$$

où  $K_1 = X_1^2 + Y_1^2$  ;  $K_2 = X_2^2 + Y_2^2$  ;  $K_3 = X_3^2 + Y_3^2$  ;  $R_{2,1} = cd_{2,1}$  ;  $R_{3,1} = cd_{3,1}$ .

## 2.5. Systèmes d'émission radio impulsionnelle RI-ULB

Le choix d'une architecture en émission dépend de l'application visée. Plusieurs paramètres tels que les contraintes techniques d'implémentation, le coût, la complexité à être configurable, peuvent intervenir dans l'étude du système.

### 2.5.1 Emetteurs RI-ULB

Les critères de définition d'un signal ULB permettent d'envisager les mécanismes les plus variés pour que le signal émis ait une largeur de bande supérieure à la valeur requise de 500 MHz [57]. De façon générale, une impulsion ULB conventionnelle est définie par :

- sa fréquence centrale

- sa bande passante à -3dB ou -10dB
- sa durée
- son amplitude crête-à-crête
- sa puissance
- sa forme d'onde

Au niveau de l'émission, trois tâches sont à accomplir :

- la génération des impulsions et notamment le choix de la forme d'onde ;
- la modulation des impulsions suivant le schéma de modulation choisi ;
- la préparation du signal pour l'émission par l'antenne.

## 2. 5. 2 Formes d'ondes RI-ULB

La technologie ULB est basée en général sur des formes d'ondes de très courte durée de l'ordre de la nanoseconde. Différentes formes d'impulsions peuvent être combinées avec l'ULB, les plus utilisées sont la gaussienne et ses dérivées, celle de Manchester ou encore des impulsions basées sur les polynômes orthogonaux [58]. Il a été démontré [53] que les formes d'ondes les plus adaptés aux systèmes de communication et surtout aux systèmes de localisation ULB sont les dérivées de la gaussienne, particulièrement la seconde dérivée et les polynômes orthogonaux, notamment les polynômes de Gegenbauer. Nous les détaillons dans cette section.

### 2. 5. 2. 1 L'impulsion Gaussienne et ses dérivées

L'impulsion gaussienne constitue un modèle mathématique facilement manipulable et compatible avec les possibilités de filtrage réel, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation (2.15) :

$$g(t) = Ae^{(-t/\sigma)^2} \quad (2.15)$$

Où  $A$  est l'amplitude et  $\sigma$  représente le paramètre fixant la largeur de l'impulsion. L'inconvénient de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut donc généralement pas se propager sans déformation, et on lui préfère généralement l'impulsion monocycle, la gaussienne transposée en fréquence par un mélange avec une porteuse sinusoïdale (dont l'expression est donnée par l'équation (2.16)) ou encore sa seconde dérivée (voir **Figure 2.9**).

$$g_f(t) = A\cos(2\pi f_c t)e^{(-t/\sigma)^2} \quad (2.16)$$

L'impulsion monocycle est généralement modélisée comme l'opposé de la dérivée première de la fonction gaussienne. Son expression est donnée par l'équation (2.17)

$$g_p(t) = -2a(t/\tau^2)\exp[-(t/\tau^2)] \quad (2.17)$$

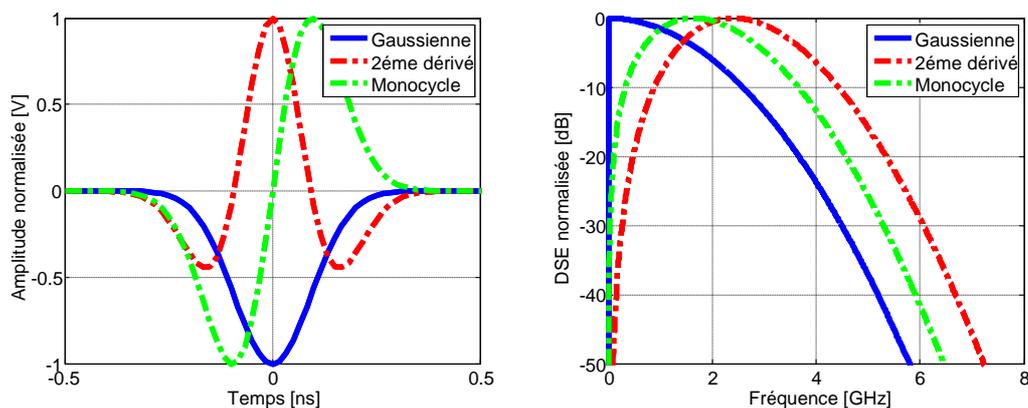
Où  $a$  est une constante de normalisation,  $\tau$  est la constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. La transformée de fourrier de cette impulsion est aussi une dérivée première de la gaussienne, elle est donnée par l'équation (2.18). Le spectre de l'impulsion est relativement constant sur une large bande de fréquence autour de la fréquence maximale.

$$g_p(f) = -2iaf\tau\pi^{3/2}\exp-(\pi f\tau)^2 \quad (2.18)$$

La forme d'onde de la famille gaussienne la plus couramment utilisée dans les systèmes de radio par impulsion a été proposée par Win et Sholtz [59], il s'agit de la second dérivée de la Gaussienne. Cette dernière possède l'avantage de ne pas présenter de composante continue, ce qui limite les ondes stationnaires indésirables dans les antennes lors de l'émission. Son expression est donnée par l'équation (2.19) :

$$g_s(t) = [1 - 4\pi(\frac{t}{\tau})^2]\exp[-2\pi(\frac{t}{\tau})^2] \quad (2.19)$$

Où  $\tau$  est la constante permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. Cette forme d'onde sera donc utilisée dans notre modèle (*voir chapitre 3*).



**Figure 2.9 :** Impulsion Gaussienne et ses dérivées

### 2. 5. 2. 2 Les fonctions orthogonales (*cas des polynômes de Gegenbauer*)

La notion de système orthogonal de fonctions est apparue à travers l'étude de certains problèmes d'analyse fonctionnelle (*équations intégrales, séries de Fourier, problème de Sturm-Liouville...*) et plus généralement avec les problèmes liés aux limites dans les équations

aux dérivées partielles (*Laplace, Schrödinger*). Parmi ces polynômes, on peut citer ceux d’Hermite, de Jacobi, Gegenbauer, Tchebitchev, Legendre ou ceux de Laguerre [60]. La largeur de l’impulsion générée par ces polynômes est pratiquement constante, d’où la possibilité de les utiliser pour la communication et la localisation ULB.

Les premiers travaux sur le choix des formes d’ondes ont montré les atouts des polynômes de Gegenbauer pour la technologie ULB [61]. Ils peuvent être considérés comme des généralisations des polynômes de Legendre pour des systèmes à symétrie sphérique en dimension  $(n+2)$ . Ces polynômes satisfont une équation différentielle du second ordre donnée par :

$$(1-x^2)G_{n,\beta}''(x) - (2\beta+2)xG_{n,\beta}'(x) - n(n+2\beta+2)G_{n,\beta}(x) = 0 \quad \text{avec } \beta > -1 \quad (2.20)$$

Où  $x$  représente le temps en nanosecondes  $(ns) \in [-1,1]$ ,  $n$  correspond à l’ordre du polynôme et  $\beta$ , le paramètre définissant la famille de polynôme des Gegenbauer. Il a été démontré dans des études antérieures [62] que la valeur de  $\beta=1$  correspond à des fonctions de Gegenbauer avec des meilleures performances en termes d’autocorrélation et d’inter corrélation.

Les différents ordres des polynômes de Gegenbauer sont reliés par l’équation de récurrence :

$$G_{n,\beta}(x) = 2\left(1 + \frac{n+\beta-1}{n}\right)xG_{n-1,\beta}(x) - \left(1 + \frac{n+2\beta-2}{n}\right)G_{n-2,\beta}(x) \quad \text{pour } n > 1 \quad (2.21)$$

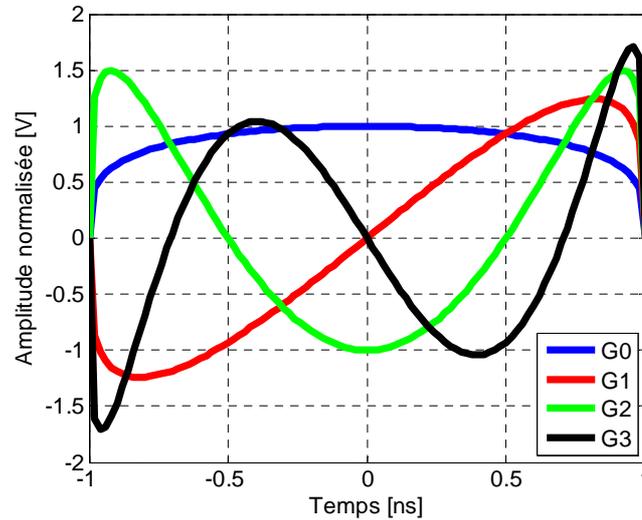
La condition d’orthogonalité est vérifiée, pour tout  $m \neq n$ , le polynôme  $G_n$ , de degré  $n$  est orthogonal à tout polynôme  $G_m$  de degré  $m$  inférieur ou égal à  $n$  pour une variable  $x$  dans l’intervalle  $[-1,1]$  si :

$$\int_{-1}^{+1} G_{n,\beta}(x).G_{m,\beta}(x).w(x)dx = 0 \quad (2.22)$$

avec  $w(x)$ , la fonction de pondération.

L’équation (2.21) permet d’obtenir les quatre premiers ordres des polynômes de Gegenbauer suivant (*La représentation temporelle des 4 premiers ordres des polynômes de Gegenbauer est faite à la **Figure 2.10***):

$$\begin{cases} G_0(\beta, x) = 1 \\ G_1(\beta, x) = 2\beta x \\ G_2(\beta, x) = -\beta + 2\beta(1 + \beta)x^2 \\ G_3(\beta, x) = -2\beta(1 + \beta)x + \frac{4}{3}\beta(1 + \beta)(2 + \beta)x^3 \dots \end{cases} \quad (2.23)$$



**Figure 2.10 :** Représentation temporelle des 4 premiers ordres de Gegenbauer pour  $\beta = 1$

Pour pouvoir utiliser ces polynômes dans un système ULB, les impulsions générées doivent être dans un intervalle borné. Une solution permettant de respecter cette condition a été proposée dans [62] en multipliant  $G_n(\beta, x)$  par un facteur  $\sqrt{w(x, \beta)}$  qui correspond à la racine carré de la fonction pondérée de cette famille de polynôme.

L'étude des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion constitue une étape importante. La fonction d'autocorrélation permet de déterminer une périodicité cachée d'extraire un signal noyé dans le bruit. Quant à la fonction d'intercorrélacion, elle atteint son maximum lorsque les deux signaux sont superposés « au mieux » [62]. Cela permet de comparer deux signaux et de tester leur ressemblance. Les fonctions d'autocorrélation des polynômes de Gegenbauer modifiés ont une forme semblable à la fonction  $\text{sinc}(x)$  dans laquelle la valeur maximale du pic est obtenue à l'origine. Cette fonction d'autocorrélation devient de plus en plus étroite quand l'ordre du polynôme croît, une propriété qui s'avère très importante pour la communication ULB et particulièrement pour l'accès multiple.

### 2. 5. 3 Les différents types de modulation RI-ULB

Pour que la transmission soit possible à travers un canal physique donné, il est nécessaire de moduler le signal à émettre en modifiant un ou plusieurs paramètres (*fréquence, amplitude, phase...*). Il existe plusieurs types de modulation pour les systèmes radio ULB impulsionnelle :

- **modulation par position de l'impulsion (PPM : *Pulse Position Modulation*)** : elle consiste à transmettre l'information à l'aide de la position temporelle de l'impulsion. Cette modulation s'appuie sur M états différents (*M-PPM*) correspondant chacun à une position de l'impulsion dans le temps symbole. Elle se distingue par la simplicité de sa mise en œuvre à l'émission, qui dépend de la capacité à contrôler l'instant d'émission de l'impulsion [63].
- **modulation par Amplitude de l'impulsion (PAM : *pulse Amplitude Modulation*)** : Il s'agit d'une alternative à la modulation PPM. Elle consiste à attribuer une amplitude donnée à l'impulsion en fonction de la donnée à transmettre. En théorie, le PAM peut avoir plusieurs niveau (M-PAM, mais en pratique, le nombre d'état est limité à deux (+ou -1), on parle alors de modulation 2-PAM ou modulation antipodal BPSK (*pour Binary Phase Shift Keying*). Cette dernière est très robuste face aux variations du canal et simplifie la synchronisation. Le signal  $s(t)$  modulé en 2-PAM s'écrit :

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_k \omega(t - kT_f) \quad (2.24)$$

où  $d_k \in [-1, +1]$ , représente le symbole transmis et  $T_f$  est la durée des symboles. Une autre variante de la modulation PAM est la modulation OOK, où  $d_k \in [0, 1]$ . Une impulsion est transmise lorsque le symbole de donnée est '1', aucune impulsion n'est transmise lorsque le symbole de donnée est '0'. La modulation OOK permet de réduire la complexité et le coût de l'implémentation. 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.

Nous avons exploité la modulation BPSK pour notre système de localisation.

- **modulation PSM (*Pulse Shape Modulation*)** : il s'agit d'une approche fondée sur la modulation de la forme d'onde des impulsions ULB. Cette modulation permet d'obtenir des impulsions orthogonales et de minimiser les interférences multiutilisateurs et les interférences inter-symboles. La modulation PSM est une

alternative à la modulation PAM et PPM. Elle nécessite un ensemble d'impulsions adaptées aux modulations d'ordre supérieur. Les fonctions orthogonales les plus utilisées pour la modulation PSM sont : les fonctions associées aux impulsions d'Hermite modifiées (*MHP pour Modifie Hermite Pulses*) proposé par Ghavami et al. en 2002 [64] ; les fonctions d'ondes sphéroïdales (*PSWF pour Prolate Spheroidal Wave Functions*) proposées par Usuda et al. en 2004 [65] ; les fonctions d'ondelettes orthogonales Battle-Lemaire proposées par Kim et al. en 2005 [66], les fonctions d'ondelettes orthogonales Haar proposées par Zhang et Zhou en 2005 [67] et les fonctions de Gegenbauer proposées plus récemment par F. Elbahhar et al. [68]. L'orthogonalité des signaux émis dans la modulation PSM permet une détection plus facile au niveau du récepteur.

## 2. 5. 4 Techniques d'accès multiple pour l'ULB impulsif

Pour assurer l'accès multiple, la solution mono-bande utilise généralement des techniques à saut temporel (TH-UWB)<sup>28</sup> ou par séquence directe (DS-UWB)<sup>29</sup>.

### 2. 5. 4. 1 Accès multiple à saut temporel (*Time Hopping : TH*)

Cette méthode d'accès multiple, introduite en 1993 par R. Sholtz [69], est la première à être utilisée avec la radio impulsif et toujours l'une des plus employées de nos jours. Son principe repose sur la différenciation des utilisateurs par des instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur.

Chaque symbole de durée  $T_s$  est divisé en  $N_f$  trames de durée  $T_f$  chacune avec  $N_f T_s = T_s$ ,  $N_f$  correspondant au nombre d'impulsions par symbole. Chaque trame est divisée en  $N_c$  chips de durée  $T_c$  chacun où  $N_c$  correspond à la longueur du code,  $T_c$  à la durée du chip, et  $N_c T_c = T_f$ .

Dans le symbole, chaque chip contient une seule impulsion d'un utilisateur, qui est contenue dans un slot déterminé. C'est donc par le slot contenant l'impulsion que les utilisateurs sont différenciés. Pour un utilisateur donné, l'ensemble des slots contenant les impulsions du symbole est ainsi déterminé par le code de saut. Le Time Hopping peut être utilisé avec l'ensemble des modulations présentées précédemment et le signal résultant de cette association émis par un utilisateur  $k$  s'écrit :

$$s^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \alpha_j^k p(t - jT_f - c_j^k T_c - \delta d_j^k) \quad (2.25)$$

---

<sup>28</sup> Time Hopping UWB

<sup>29</sup> Direct Sequence UWB

$k$  est l'indice se rapportant à un utilisateur donné.

$j$  est l'indice de la trame, fraction entière du temps symbole  $T_s$ .

$\alpha_j^k$  est l'amplitude de l'impulsion, ses valeurs dépendent de la modulation choisie.

$c_j$  est le  $j^{\text{ème}}$  élément de la séquence pseudo-aléatoire de période  $N_c$  chips. Chaque élément de la séquence est un entier compris dans l'intervalle  $[0, N_c - 1]$ .

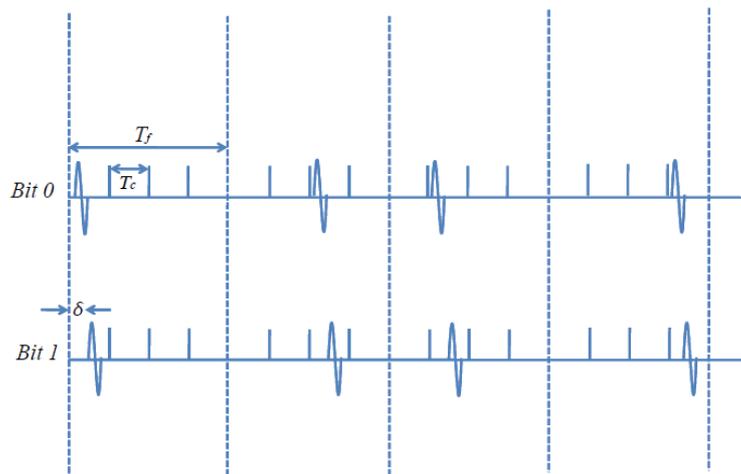
$d_j$  est le  $j^{\text{ème}}$  symbole à transmettre parmi ceux disponibles pour la modulation PPM.  $\delta$  est alors l'intervalle de temps de la modulation.

$p(t)$  est l'expression de la forme d'onde de l'impulsion transmise.

$s^k(t)$  est le signal émis par l'utilisateur  $k$ .

Dans le cas particulier de la PPM, deux éléments déterminent la position de l'impulsion dans un temps symbole, le symbole lui-même car la modulation PPM entraîne un décalage plus ou moins grand de l'impulsion et la séquence pseudo-aléatoire du code de saut. La

**Figure 2.11** propose une illustration du TH-PPM.



**Figure 2. 11** : Illustration du TH-PPM utilisant les bits « 0 » et « 1 »

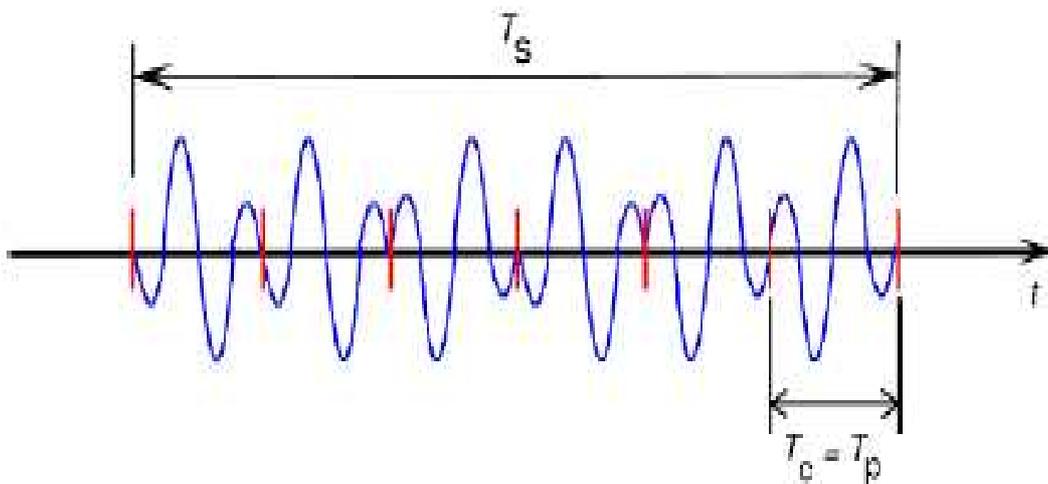
Effectuer l'accès multiple par saut temporel TH présente entre autres l'avantage d'altérer la périodicité du signal [70] supprimant ainsi les raies spectrales et, si la séquence pseudo-aléatoire est suffisamment longue, le signal ULB peut être assimilé à un bruit blanc gaussien dans la bande qu'il occupe. Par ailleurs, afin de pouvoir décoder un signal ULB, le récepteur a la nécessité de connaître la séquence pseudo-aléatoire utilisée par l'émetteur, ce qui permet de garantir un certain niveau de confidentialité aux données transmises.

#### 2. 5. 4. 2 Accès multiple par séquence directe (DS-UWB)

La modulation par séquence directe (DS-UWB) constitue la solution préconisée par le groupe de normalisation IEEE [71]. Elle utilise la répartition de la bande de fréquences ULB sous la forme de deux double-bandes, s'étendant respectivement de 3.1 à 4.85 GHz et de 6.2 à 9.7 GHz. Sur ces double-bandes, les impulsions émises ont une durée d'environ 0.3 à 0.5 ns, et se composent de plusieurs cycles. Dans un premier temps, seule la bande inférieure a été utilisée afin de simplifier l'architecture des systèmes de transmission radio. Chaque utilisateur se différencie par sa propre séquence pseudo-aléatoire 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 pseudo-aléatoire et du débit fixé par le système. On ne retrouve plus le fort rapport cyclique présent en radio impulsionnelle.

En normalisation IEEE 802.15.4a, les impulsions sont concaténées en bursts puis, dans chaque burst, elles sont modulées en polarité (phase). Le DS-UWB s'applique par le biais de séquences pseudo-aléatoires qui contrôlent la polarité des impulsions.

Comparés aux systèmes radio impulsionnelle standard (*exemple du TH-PPM*), le DS-UWB est plus facile à implémenter du fait des bandes de fréquence moins larges qui relâchent des contraintes sur les composants RF [72]. Dans la mesure où cette technique d'accès reste basée sur des impulsions, elle demeure robuste face aux trajets multiples. Une représentation d'un temps symbole d'un signal DS-UWB est proposée **Figure 2.12**.



**Figure 2. 12** : Représentation d'un symbole en DS-UWB

## 2. 6 Modélisation du canal de propagation radio ULB

### 2. 6. 1 Paramètres caractéristiques d'un canal de propagation radio

En général, un canal de propagation radio est caractérisé par plusieurs paramètres dont:

➤ **Les pertes par propagation (*Path loss*)** : elles désignent l'affaiblissement moyen de la puissance sur un signal transmis d'un émetteur à un récepteur séparé d'une distance  $d$ . En espace libre, le path loss peut être exprimé par la formule de Friis donnant le rapport entre la puissance reçue et la puissance émise (Eq. 2.26).

$$P_L(f, d) = G_T G_R \left( \frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2.26)$$

où  $G_T$  et  $G_R$  représentent respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception,  $c$  est la célérité,  $f$  la fréquence et  $d$  la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cette relation n'est valable que lorsque  $d$  est supérieure à la distance de Fraunhofer  $d_f$  [73], qui est reliée à la plus large dimension de l'antenne d'émission  $D$  et à la longueur d'onde  $\lambda$  du signal émis par la relation :

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.27)$$

Cette équation peut être réadaptée de manière à ce que les dépendances en effet de masque, en distance et en fréquence (*largeur de bande, fréquence centrale*), puissent être prises en compte (Eq. 2.28) :

$$P_L(f, d)_{dB} = P_L(f_0, d_0)_{dB} + 10n_f \log_{10} \left( \frac{f}{f_0} \right)_{dB} + 10n_d \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right)_{dB} + \chi_{\alpha dB} \quad (2.28)$$

Où  $P_L(f_0, d_0)_{dB}$  indique la perte en puissance observée sur la distance de référence  $d_0 = 1 m$  à la fréquence  $f_0$ <sup>30</sup>.  $n_f$  et  $n_d$  sont les coefficients d'atténuation en fréquence et en distance. Enfin  $\chi_{\alpha dB}$  correspond à une variable Gaussienne centrée d'écart-type  $\sigma$ . Elle donne une indication de la variation moyenne de la puissance due au masquage. Pour  $n_d = 2$ , on se retrouve dans la configuration d'une propagation en espace libre.

➤ **Profil des retards en puissance (ou *Power Delay Profile : PDP*)** : le profil des retards en puissance PDP correspond à la puissance moyenne reçue en

---

<sup>30</sup> Il s'agit généralement de la fréquence centrale de la bande de fréquence considérée

fonction du temps ou des retards entre les différents trajets. Ce paramètre est obtenu à partir d'un ensemble de  $N$  réponses impulsionnelles mesurées pour une configuration émetteur-récepteur quelconque, en moyennant leur puissance (Eq. 2.29).

$$PDP(\tau) = P_h(0, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |h(t_i, \tau)|^2 \quad (2.29)$$

➤ **Étalement des retards** : l'étalement des retards d'un canal peut être qualifié en utilisant un ou plusieurs des paramètres suivants :

➤ **Retard total ou maximum  $\tau_{\max}$**  : indique le retard le plus extrême dû aux multitrajets et au-dessus du seuil considéré. Autrement dit, il représente l'intervalle de temps durant lequel les trajets les plus significatifs en énergie arrivant au récepteur passent en dessous du seuil considéré.

➤ **Retard moyen  $\tau_m$**  : décrit le temps de propagation moyen d'un signal de l'émetteur au récepteur. Si l'on considère le PDP de la réponse impulsionnelle discrète du canal où les puissances  $a_k^2$  des trajets sont exprimées en fonction de leurs retards relatifs  $\tau_k$  (Eq. 2.30),

$$h(\tau) = \sum_k a_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.30)$$

Le retard moyen représente alors le moment d'ordre 1 du PDP et peut être décrit par Eq. 2.31 :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} \quad (2.31)$$

➤ **Dispersion des retards** : notée  $\sigma_\tau$  ou  $\tau_{rms}$  (pour *Root Mean Square*), mesure la dispersion temporelle du signal dans le canal. Ce paramètre est calculé à partir du profil de puissance associé par Eq. 3.20. Il représente l'écart-type du moment d'ordre 2 du PDP. Ce dernier paramètre est très important puisqu'il représente une métrique pour évaluer si le canal est sélectif en fréquence, si l'on risque des interférences inter-symbole (*IIS*) et par conséquent, si on a besoin ou non d'appliquer une égalisation du canal. Afin d'éviter les problèmes d'interférences, il est souvent recommandé de choisir des symboles avec des périodes assez élevées par rapport à ce paramètre ( $T > 10 \tau_{rms}$ ).

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (2.32)$$

- **Bande de cohérence  $B_c$**  : c'est la bande de fréquence sur laquelle on peut considérer l'atténuation constante en fonction de la fréquence. Elle peut être calculée à l'aide de la fonction d'autocorrélation  $R_T(f, t)$  de la fonction de transfert reliée au PDP par une transformée de Fourier :

$$R_T(f, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau, 0) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.33)$$

D'autres paramètres tels que l'étalement Doppler ou la cohérence temporelle peuvent aussi être considérés.

## 2. 6. 2 Techniques de modélisation d'un canal de propagation radio

On peut regrouper les méthodes de modélisation d'un canal de propagation en deux ensembles : les modèles statistiques et les modèles déterministes.

### 2. 6. 2. 1 Modèles statistiques

Ces modèles consistent à accéder aux caractéristiques statistiques du canal obtenues à partir des mesures ou des simulations afin d'en déduire le comportement moyen du canal. Celui-ci se résumera ainsi à des lois statistiques adéquates. Ce genre de modèle est efficace si l'on veut caractériser les performances d'un système de communication devant opérer dans une large variété d'environnements et/ou de configuration. Cependant, la mesure ou la simulation d'une grande quantité de données devant respecter des critères de fiabilité sont nécessaires afin de valider un modèle. On cherche généralement à identifier les valeurs relatives aux amplitudes ( $\alpha_k$ ) aux phases ( $\theta_k$ ) et aux retards ( $\tau_k$ ) des composantes multitrajets (MPC <sup>31</sup>) de la réponse impulsionnelle du canal (Eq. 2.34) afin de déterminer leurs statistiques. Ensuite, à partir de ces statistiques, le modèle est paramétré par un ensemble de lois statistiques comparé aux modèles statistiques existants connus.

$$h(\tau, t) = \sum_k \alpha_k(t) e^{-j\theta_k(t)} \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.34)$$

### 2. 6. 2. 2 Modèles déterministes

Ces modèles sont spécifiques à l'environnement simulé, ils reposent sur la description géométrique et électrique précise du milieu de propagation dans la bande de fréquence étudiée. Le but est d'accéder directement à la réponse impulsionnelle du canal en prenant en

---

<sup>31</sup> Multipath Components

compte toutes les interactions rencontrées par les ondes sur le parcours entre l'émetteur et le récepteur. On peut distinguer deux sous catégories :

- **Les méthodes numériques exactes** : également utilisées pour modéliser les antennes ou pour étudier la CEM<sup>32</sup>, les méthodes numériques sont basées sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Malgré leur exactitude et efficacité, ces méthodes sont complexes et exigent des capacités de calcul et de stockage considérables. En effet, la modélisation passe à travers la discrétisation de l'environnement en pixels (*ou en voxel en 3D*) de dimensions inférieures à la longueur d'onde  $\lambda$ , ce qui s'avère difficile à la pratique pour les grandes structures à des gammes de fréquence élevées.
- **Les méthodes asymptotiques** : ces méthodes sont généralement utilisées lorsque les dimensions de la majorité des obstacles rencontrés dans le canal sont suffisamment grandes par rapport aux longueurs d'ondes des signaux. Ces méthodes ont l'avantage d'accéder directement aux phénomènes physiques de la propagation et à certains paramètres du canal jugés essentiels pour l'évaluation et la conception des systèmes de communication numériques actuels comme le profil retard-puissance PDP, l'étalement des retards, l'étalement Doppler ou encore l'étalement angulaire. Ces méthodes s'appuient généralement sur une approche par rayons. Cette approche est une combinaison de l'optique géométrique (*OG*) et de la théorie uniforme de la diffraction (*TUD*). Elle consiste, à partir d'une combinaison préalable de la géométrie de l'environnement (*emplacement de l'émetteur et du récepteur, type d'antennes, position des obstacles et leurs propriétés électriques*) de rechercher dans un premier temps tous les trajets qui relient l'émetteur au récepteur. Ensuite est calculée la contribution de chaque trajet au signal reçu. L'association de la *TUD* à l'*OG* vient du fait que cette dernière ne prend pas en compte les effets dus à la diffraction. Cette méthode présente un bon compromis entre temps de calcul et précision. On peut également préciser que pendant la phase de recherche des trajets, l'*OG* peut s'appuyer sur deux types de techniques : le tracé de rayons ou le lancé de rayons. Les méthodes asymptotiques peuvent être associées aux méthodes numériques exactes pour améliorer d'avantage les résultats.

---

<sup>32</sup> Compatibilité Electromagnétique

## 2. 6. 3 Modélisation du canal de propagation dans le contexte ULB

La spécificité du canal de propagation ULB réside dans sa largeur de bande très importante (*entre 3 et 10 GHz*). La modélisation du canal impose alors une prise en compte de la dépendance en fréquence des phénomènes physiques et des paramètres de propagation entre les hautes et les basses fréquences de la bande considérée. De ce fait le recours aux méthodes asymptotiques ou aux méthodes statistiques s'avère plus aisé.

Nous présentons dans cette section les modèles statistiques de canaux ULB existants dans la littérature.

### 2. 6. 3. 1 Modèle de canaux statistiques IEEE

Dans le but de fournir un modèle de canal unique pour tester les différentes propositions de systèmes ULB lors des débats de normalisation, deux modèles statistiques ont été définis, l'un pour les applications courte portée, haut débit en indoor, c'est le modèle IEEE 80215.3a, et l'autre pour les applications à plus longue portée en indoor et outdoor, c'est le modèle IEEE 802.15.4a. Ces deux modèles sont détaillés dans cette section.

#### A. Le modèle IEEE 802.15.3a

Ce modèle se fonde sur des mesures prises dans des environnements intérieurs (*résidences, appartements, bureaux*). Il reflète le comportement de la propagation des signaux ULB sur de courtes portées (*0 à 10 m*) dans quatre scénarios différents (*LOS pour Line Of Sight/ NLOS pour Non Line Of Sight*). Quelques paramètres ont été pris en considération pour la mise en œuvre de ce modèle, notamment : la dispersion des retards (RMS delay spread) ; le profil de puissance retard ; le nombre de multitrajets et le clustering. Ce dernier est mis en évidence en s'appuyant sur l'approche dite de Saleh Valenzuela (S-V) avec une distribution log-normale des amplitudes des trajets [74]. La réponse impulsionnelle du modèle est décrite par l'équation 2.35.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(\tau - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (2.35)$$

où  $X_i$  est la variable aléatoire représentant l'effet de masquage suivant une loi log-normale, le  $i$  correspond à l*i*ème réalisation,  $\alpha_{k,l}^i$  représente l'amplitude du  $k^{i\text{ème}}$  trajet du  $l^{i\text{ème}}$  cluster,  $T_l^i$  est le retard du  $l^{i\text{ème}}$  cluster,  $\tau_{k,l}^i$  correspond au retard du  $k^{i\text{ème}}$  trajet appartenant au  $l^{i\text{ème}}$  cluster.

Les distributions des temps d'arrivée de groupe et du temps d'arrivée des trajets sont données par :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2.36)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (2.37)$$

où  $\Lambda$  et  $\lambda$  représentent respectivement les taux d'arrivée des clusters et des trajets.

À partir des coefficients  $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$  définis comme étant le produit entre les coefficients des évanouissements à grande et à petite échelle, on peut extraire de l'Eq. 2.38 les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-cluster  $\Gamma$  et  $\gamma$ .

$$E[|\xi_l \beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (2.38)$$

Cette équation représente le comportement du PDP moyen.  $p_{k,l}$  désigne une variable équiprobable +/-1 fixant la polarité due aux réflexions multiples,  $\xi_l$  représente l'atténuation associée au  $l^{\text{ième}}$  groupe et  $\beta_{k,l}$  correspond à l'atténuation associée au  $l^{\text{ième}}$  trajet du  $k^{\text{ième}}$  groupe. La distribution de l'atténuation à grande échelle suit une loi log-normale donnée par :

$$20 \log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) \propto Normal(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.39)$$

où  $\sigma_1^2$  et  $\sigma_2^2$  sont respectivement les écart-types des fluctuations de puissance par cluster et par trajet selon la loi log-normale,  $\mu_{k,l}$  représente la moyenne de la loi log-normale.

L'atténuation des grandes échelles (logarithmique normale) de l'énergie totale contenue dans le terme  $\alpha_{k,l}$  est normalisée à l'unité pour chaque réalisation. Ce terme d'atténuation est donné par Eq. 2.40.

$$20 \log_{10}(X_i) \propto Normal(0, \sigma_X^2) \quad (2.40)$$

Quatre configurations de canal ont été définies :

- CM 1 correspond à une configuration LOS, 0 à 4 m ;
- CM 2 correspond à une configuration NLOS, 0 à 4 m ;
- CM 3 correspond à une configuration LOS, 4 à 10 m ;

- CM 4 correspond à une configuration NLOS avec une importante dispersion des retards  $\tau_{rms} = 25ns$ .

### B. Le modèle IEEE 802.15.4a

Ce modèle a été développé afin de compléter le modèle IEEE 802.15.3a. Les applications visées sont de type bas débit (*de 1 kbit/s à quelques Mbits/s*), dans des environnements indoor (*résidentiels et de bureau*), outdoor, mais aussi industriels (usines...etc.). Le modèle couvre deux bandes de fréquence de 0.1 à 1 GHz et de 2 à 10 GHz.

La différence majeure du modèle IEEE 802.15.4a par rapport au modèle IEEE 802.15.3a réside dans la prise en compte de la dépendance fréquentielle des pertes de propagation  $P_L$  et la précision concernant les fluctuations du nombre de clusters et des trajets. Ce modèle, se veut indépendant des antennes utilisées. Ses paramètres caractéristiques sont :

- La modélisation des pertes de propagation à la fois en distance et en fréquence donné par Eq. 2.41 ;

$$P_L(f, d) = P_L(f)P_L(d) \quad (2.41)$$

- La dépendance en fréquence, dont l'expression est donnée par Eq. 2.42 ;

$$\sqrt{P_L(f)} \propto f^{-k} \quad (2.42)$$

- La dépendance en distance, donnée par Eq. 2.43

$$P_L(d) = P_{L_0} + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.43)$$

Le modèle IEEE 802.15.4a est basé sur l'approche S-V modifiée en tenant compte du phénomène de clustering. Par ailleurs, l'arrivée des rayons suit une loi mixte composée de deux processus de poisson. Le modèle propose donc deux taux d'arrivée des rayons  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  ainsi qu'un paramètre de mixité  $\beta$  comme exprimé dans Eq. 2.44.

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \beta \lambda_1 e^{[-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})]} + (\beta - 1) \lambda_2 e^{[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})]}, k \geq 1 \quad (2.44)$$

Les fluctuations du nombre moyen de cluster suivent une distribution de poisson de type :

$$pdf_L(L) = \frac{(\bar{L})^L e^{-\bar{L}}}{L!} \quad (2.45)$$

La décroissance exponentielle de chaque cluster augmente avec le retard. On a donc une dépendance du coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster du type :

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (2.46)$$

Les variations petite échelle de l'amplitude des rayons sont modélisées par une loi de Nakagami avec un facteur  $m \geq 1/2$  :

$$pdf(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}x^2} \quad (2.47)$$

où  $\Gamma(m)$  représente la fonction gamma,  $m$  le facteur de Nakagami et  $\Omega$  la puissance moyenne.

Dans notre travail, le modèle de canal *IEEE 802.15.3a* a été utilisé pour évaluer les performances du système ULB-RT proposé, en théorie et en simulation. Nous avons également modélisé un canal de propagation basé sur la méthode de l'optique géométrique et la théorie des images, ce modèle est présenté dans le chapitre 3.

## 2. 7 Système de réception RI-ULB

Deux phases caractérisent le processus de réception du signal RI-ULB :

- La synchronisation consiste à caler le récepteur sur les instants d'arrivée des impulsions dans la mesure où celles-ci ont subi l'influence du canal, notamment la dispersion de l'énergie de chaque impulsion à travers les trajets multiples ;
- La démodulation, son principe est de retrouver l'information qui a été transmise à travers les impulsions reçues.

Le principe des processus de synchronisation et démodulation ainsi que leurs complexités dépendent de la modulation utilisée en émission mais aussi de l'architecture de réception. Différents types de récepteurs peuvent ainsi être utilisés pour les systèmes RI-ULB. On peut les classer en deux catégories : les récepteurs cohérents et les récepteurs non cohérents :

- **Récepteurs cohérents (cas du récepteur Rake)** : En raison de sa très large bande passante, le signal RI-ULB reçu est composé d'un grand nombre de multitrajets. Le récepteur Rake exploite la diversité temporelle inhérente de ces multitrajets et tente de recueillir un maximum d'énergie cohérente. Ce dernier est constitué d'un nombre de doigts réalisant chacun une corrélation sur le trajet sur lequel il est verrouillé, suivi d'une opération de combinaison sur l'ensemble des sorties des

doigts. Le nombre de multitrajets étant très élevé dans le contexte ULB, la collection d'un maximum d'énergie requiert un très grand nombre de doigts dans le récepteur [75].

- **Récepteurs non cohérents** : la difficulté de réaliser un récepteur Rake conduit à privilégier des solutions de réception non cohérente. Cette technique nécessite peu d'information sur le canal et permet aussi de combiner l'énergie disponible malgré les distorsions qui affectent le canal. On distingue deux types de récepteurs pour cette catégorie : les récepteurs à détection d'énergie et les récepteurs à transmission de référence [76] – [77].

## 2. 8 Conclusion

Nous avons consacré le deuxième chapitre de ce mémoire de thèse à la présentation de la technologie ULB, de la technique du retournement temporel puis, des métriques de localisation associées.

La communauté scientifique a exprimé un intérêt particulier envers l'ULB dès le début des années 70. Aujourd'hui, l'ULB est une technologie employée dans différentes applications et plusieurs moyens techniques peuvent être utilisés pour générer un signal ULB selon les critères définis par la Régulation. La réglementation du spectre radio ULB est désormais structurée pour chaque type d'application et nous avons effectué une présentation générale de cette réglementation en s'attardant sur la normalisation en environnement ferroviaire qui constitue l'application cible de notre travail de recherche. Les principes et caractéristiques du retournement temporel ainsi que son apport à l'ULB ont également été présentés dans ce chapitre.

Dans la dernière partie du chapitre, nous avons présenté les principales composantes d'un système RI-ULB en décrivant la partie émission, la partie canal de propagation et la partie réception.

Dans le chapitre suivant, nous présentons en détails la solution de localisation proposée et basée sur l'association des techniques radio ULB et RT. Les paramètres d'entrée et les modèles utilisés pour l'évaluation des caractéristiques du RT et des performances du système seront présentés ainsi qu'une étude comparative entre le système de localisation RI-ULB conventionnel et le système ULB-RT proposé.

# **Chapitre 3 : Étude théorique et évaluation par simulation du système de localisation ULB-RT proposé**

### 3. 1 Introduction

Ce chapitre est consacré à notre contribution scientifique portant sur la proposition d'un système de localisation associant l'ULB au RT. L'objectif est de montrer les avantages de l'association du RT à l'ULB pour l'application à la localisation. Pour ce faire, la première partie du chapitre est consacrée à l'évaluation des caractéristiques du RT et à son apport à l'ULB. Une étude théorique sur les propriétés du RT y est effectuée en utilisant deux modèles de canal. L'un basé sur une approche déterministe et le second, sur le modèle IEEE 802.15.3a.

Dans la seconde partie du chapitre, nous menons une étude comparative en termes de précision de localisation entre le système de localisation ULB conventionnel et le système de localisation ULB-RT proposé, en mettant en jeu plusieurs paramètres qui peuvent avoir une influence sur les performances.

### 3. 2 Évaluation des caractéristiques du RT en contexte ULB

Nous évaluons dans cette sous-section les principales caractéristiques du RT et son apport à l'ULB. Les paramètres d'entrée, les modèles de canaux de propagation utilisés ainsi que les résultats des évaluations sont présentés.

#### 3. 2. 1 Principe de l'étude

Le principe du système ULB-RT que nous proposons présente trois étapes. Initialement, la réponse impulsionnelle du canal est évaluée puis, enregistrée au niveau de l'émetteur  $T_x$ . Dans une seconde étape, cette réponse impulsionnelle est retournée dans le temps puis, transmise dans le canal de propagation vers le récepteur  $R_x$ . Le principe de l'ULB-RT peut être décrit mathématiquement en notant  $s(t)$  l'impulsion transmise,  $h(t)$  la réponse impulsionnelle du canal et  $h^*(-t)$  le conjugué de la réponse impulsionnelle retournée dans le temps. On notera par  $y(t)$  le signal reçu sans RT et par  $y_{RT}(t)$  le signal reçu avec RT au niveau du récepteur. Leurs expressions sont données par :

$$y(t) = s(t) \otimes h(t) \quad (3.1)$$

$$y_{RT}(t) = s(t) \otimes h^*(-t) \otimes h(t) \quad (3.2)$$

Où  $\otimes$  représente l'opération de convolution.

De l'équation 4.2, nous déduisons la réponse impulsionnelle équivalente  $heq(t)$  qui correspond à la fonction d'autocorrelation du canal :

$$heq(t) = h^*(-t) \otimes h(t) \quad (3.3)$$

Cette fonction d'autocorrélation permet d'évaluer les deux principaux avantages associés généralement au RT à savoir : la capacité de focalisation temporelle et celle de focalisation spatiale. Dans certains cas d'environnement de propagation traités par la bibliographie, cette association ULB-RT apporte des améliorations significatives par rapport à la technique radio ULB employé seule [78].

Pour l'étude de la focalisation temporelle, nous évaluons le gain de focalisation ( $GF$ ) défini comme le rapport du plus fort pic reçu en RT au plus fort pic reçu par un système impulsionnel ( $ULB$ ) classique :

$$GF_{[dB]} = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(|y_{RT}(t)|)}{\max(|y(t)|)} \right) \quad (3.4)$$

L'étude de la focalisation spatiale ( $FS$ ) est menée en considérant un système ULB-RT doté d'une configuration d'antennes en SISO (*modèle de canal obtenu par la méthode des rayons présenté dans la sous-section suivante*). La réponse impulsionnelle du canal pour une position  $p_0$  de référence du récepteur cible (*auquel les informations sont destinées*) est notée  $h(p_0, t)$ . La réponse impulsionnelle du canal pour une position  $p_i$  ( $i \neq 0$ ) (*qu'on appellera position interférente*) est notée  $h(p_{i(i \neq 0)}, t)$ . La réponse impulsionnelle équivalente du récepteur cible est alors donnée par :

$$heq(p_0, t) = h^*(p_0, -t) \otimes h(p_0, t) \quad (3.5)$$

Tandis que la réponse impulsionnelle équivalente du récepteur interférent est donnée par :

$$heq(p_1, t) = h^*(p_0, -t) \otimes h(p_1, t) \quad (3.6)$$

La focalisation spatiale peut alors être évaluée par le rapport du plus grand pic de puissance reçu par le récepteur cible au plus grand pic reçu par le récepteur interférent :

$$FS_{[dB]} = 20 \log_{10} \left( \frac{\max(|heq(p_0, t)|)}{\max(|heq(p_1, t)|)} \right) \quad (3.7)$$

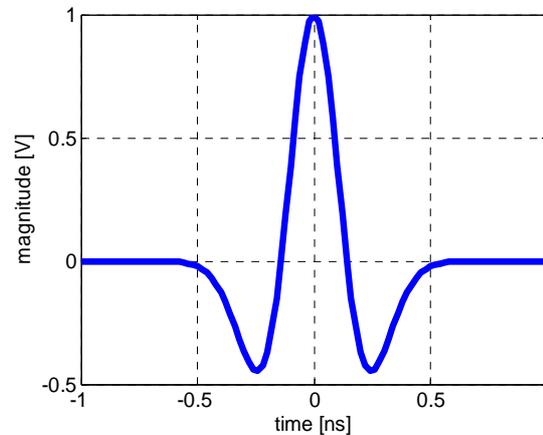
### 3. 2. 2 Paramètres d'entrée et modèles de canaux utilisés

Nous étudions dans ce paragraphe les paramètres d'entrées à considérer pour l'évaluation du RT en contexte ULB :

#### 3. 2. 2. 1 La forme d'onde

L'impulsion utilisée dans l'étude théorique ainsi qu'en simulation correspond à la seconde dérivée de la gaussienne. Il s'agit dans notre cas d'une impulsion ultra brève d'une durée de

500 picosecondes (**Figure 3.1**), occupant une bande de fréquence d’au moins 500 MHz. Ce type de forme d’onde est choisi pour son gabarit étroit et les spectres de fréquence très larges associés, occupant de quelques MHz à quelques dizaines de GHz.



**Figure 3. 1** : *Forme d’onde seconde dérivée gaussienne utilisée*

Par la suite, d’autres formes d’ondes telles que le monocycle et les polynômes de Gegenbauer sont utilisées afin d’étudier l’impact du choix de la forme d’onde sur les performances du système de localisation.

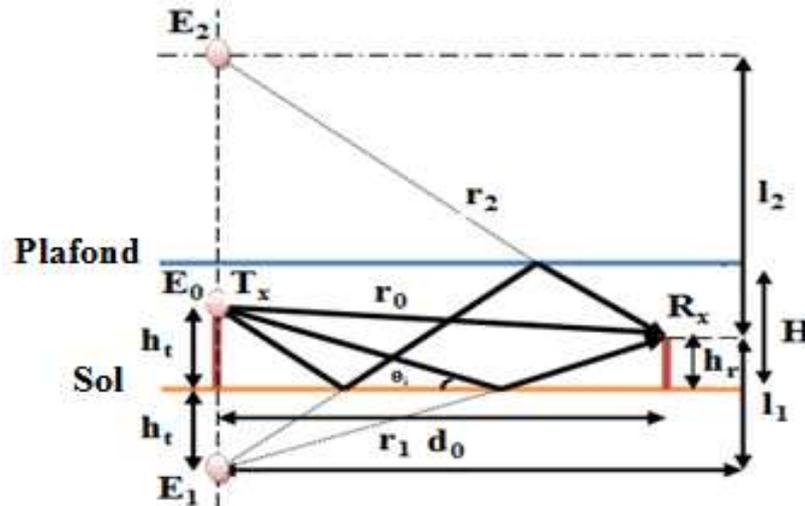
### 3. 2. 2. 2 Modélisation du canal de propagation

L’objectif de cette modélisation est de caractériser la réponse impulsionnelle du canal afin de pouvoir évaluer les performances du retournement temporel en termes de focalisation temporelle et de focalisation spatiale et ainsi d’évaluer l’apport du RT dans un système de localisation ULB.

Nous exploitons deux modèles de canaux de propagation : les modèles de canaux IEEE 802.15. 3a (*développés dans le chapitre 2*) et un modèle calculé à partir de la méthode des rayons basé sur une approche déterministe à deux dimensions exploitant la théorie des images. Ce modèle est configuré en considérant un émetteur noté  $T_x$  et un récepteur noté  $R_x$  séparé d’une distance  $d_0$ . Le domaine de propagation est délimité par une première surface horizontale infinie homogène et parfaitement lisse présentant un contraste de permittivité. Cette surface est assimilée à un sol et une seconde paroi similaire, assimilée à un plafond (**Figure 3.2**) est disposée parallèlement au sol, à une hauteur  $H$ . Les signaux émis de  $T_x$  vers  $R_x$  subissent des réflexions sur le sol et le plafond, hormis dans le cas du trajet direct (*LOS*). Sur la **Figure 3.2**, le numéro de chaque trajet correspond aux nombres de réflexions qu’il subit entre le sol et le plafond.

Le premier trajet constitue le trajet direct  $r_0$ , le deuxième trajet est le trajet réfléchi une fois au sol, sa longueur correspond à  $r_1$ . Le troisième trajet est le trajet subissant deux réflexions, une au sol et une au plafond...

À partir de ce modèle, il devient possible d'obtenir la longueur de tous les trajets parcourus par l'onde émise en appliquant la théorie des images associée à celle de l'optique géométrique [79].



**Figure 3. 2 :** Modélisation du canal de propagation par la méthode optique et géométrique des images

– L'expression procurant la longueur du trajet n° 0 correspondant au LOS est donnée par l'Eq. 3.9 :

$$r_0 = \sqrt{d_0^2 + l_0^2} ; l_0 = |h_t - h_r| \quad (3.9)$$

– La longueur du trajet n° 1 correspondant à une réflexion au sol est donnée par l'Eq. 3.10 :

$$r_1 = \sqrt{d_0^2 + l_1^2} ; l_1 = |h_t + h_r| \quad (3.10)$$

– La longueur du trajet n° 2 correspondant à une double réflexion au sol et au plafond s'obtient par l'Eq. 3.11 :

$$r_2 = \sqrt{d_0^2 + l_2^2} ; l_2 = 2H + |h_t - h_r| \quad (3.11)$$

– L'expression donnant la longueur du trajet n° n, correspondant à n réflexions est donnée par l'Eq. 3.12 :

$$r_n = \sqrt{d_0^2 + l_n^2} ; l_n = \begin{cases} nH + |h_t - h_r| & n \text{ pair} \\ (n-1)H + |h_t + h_r| & n \text{ impair} \end{cases} \quad (3.12)$$

En considérant l'émission d'une impulsion  $s(t)$  (forme d'onde : seconde dérivée gaussienne) à travers ce modèle de canal, l'expression du signal reçu (en considérant le bruit blanc gaussien AWGN nul :  $(n(t)=0)$ ) s'obtient par l'Eq. 3.13 :

$$y(t) = y_d(t) + y_r(t) \quad (3.13)$$

Avec :

$$y_d(t) = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_0}\right) s(t - \tau_0) \quad (3.14)$$

$$y_r(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \left( \sum_{n=1}^N [R_v(\theta_n)]^n \frac{s(t - \tau_n)}{r_n} \right) + \left( \sum_{n=1}^N [R_h(\theta_n)]^n \frac{s(t - \tau_n)}{r_n} \right) \quad (3.15)$$

Où,  $y_d(t)$  correspond au signal reçu avec le trajet direct,  $r_0$  et  $\tau_0$  sont respectivement, la distance parcourue et le temps mis par le trajet direct.  $y_r(t)$ , correspond au signal reçu avec les  $N$  trajets réfléchis.  $\lambda$  représente la longueur d'onde,  $r_n$  et  $\tau_n$  sont respectivement la distance parcourue et le temps mis par le trajet numéro  $n$  (trajets réfléchis).  $R_v(\theta_n)$  et  $R_h(\theta_n)$  sont les coefficients de réflexion associés respectivement à la polarisation verticale et horizontale [79], leurs expressions sont données par l'Eq. 3.16 et l'Eq. 3.17.

$$R_v(\theta_n) = \frac{\cos \theta_n - \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_n}}{\cos \theta_n + \sqrt{\frac{1}{\epsilon_r} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \sin^2 \theta_n}} \quad (3.16)$$

$$R_h(\theta_n) = \frac{\cos \theta_n - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_n}}{\cos \theta_n + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_n}} \quad (3.17)$$

Avec  $\epsilon_r$  la permittivité relative du sol ou du plafond et  $\theta_n$  représente l'angle d'incidence.

L'angle de réflexion varie en fonction des trajets, il est obtenu par l'expression Eq. 3.18.

$$\theta_n = \arctan^{-1} \left( \frac{d_0}{\sqrt{l_n^2 + d_0^2}} \right) \quad (3.18)$$

Où,  $d_0$  et  $l_n$  représentent respectivement la distance entre l'émetteur  $Tx$  et le récepteur  $Rx$  et la distance entre l'image  $E_n$  et le récepteur.

### 3. 2. 3 Approche analytique et simulations

L'étude de la focalisation temporelle et spatiale est maintenant menée en exploitant nos deux modèles de canaux sélectionnés.

### 3. 2. 3. 1 Cas du modèle de canal IEEE 802.15.3a

Notre application visant quelques dizaines de mètres de portée afin d'offrir un service de communication / localisation, notre choix s'est porté sur le canal IEEE 802.15.3a. Ce canal IEEE 802.15.3a est constitué de 4 modèles : *CM1*, *CM2*, *CM3* et *CM4*. Chaque modèle correspond à un type de configuration spécifique. Pour notre étude, nous utilisons les trois premiers modèles (*CM1*, *CM2* et *CM3*). Le modèle *CM4* est généré avec un retard RMS (*Root Mean Square delay spread*) très important (*25 ns*), peu adapté à notre application. Pour chacun de ces modèles, nous déterminons la réponse impulsionnelle équivalente (*fonction d'autocorrélation du canal*), le Power Delay Profile (*PDP*), le gain de focalisation (*FG*) et la focalisation spatiale (*FS*).

#### A. Développement analytique

Tout au long de l'étude, nous désignons par :

- $s(t)$  : l'impulsion transmise ;
- $h(t)$  : la réponse impulsionnelle du canal (*RIC*) ;
- $h^*(-t)$  : le conjugué de la RIC retourné.

Dans le cas du modèle IEEE 802.15.3a, l'étude analytique est effectuée en utilisant des interférences basées sur les moments statistiques affectant les performances du récepteur ULB-RT.

En confinant l'impulsion sur l'intervalle  $[0, T_s]$  et en considérant le domaine de définition  $A = [0, \infty]$ , le RIC peut être définie par :

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i s(t - t_i) \quad (3.19)$$

Où  $\alpha_i$  représentent l'amplitude et  $t_i$  le temps d'arrivée des trajets.

La réponse impulsionnelle équivalente est donc donnée par :

$$heq(t) = h^*(-t) \otimes h(t) = \int_A h^*(t + \tau) h(\tau) d\tau \quad (3.20)$$

En remplaçant l'expression 3.19 dans 3.20 :

$$heq(t) = \int_A \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i^2 s(\tau - t_i) s(t + \tau - t_i) d\tau \quad (3.21)$$

La valeur moyenne de la RIC équivalente devient donnée par :

$$E\{heq(t)\} = E\left\{\int_A \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i^2 s(\tau - t_i) s(\tau + t - t_i) d\tau\right\} \quad (3.22)$$

En utilisant la fonction d'autocorrélation de l'impulsion donnée par l'expression :

$$\phi_s(t) = \int_A s(\tau - t_i) s(\tau - t_i + t) d\tau \quad (3.23)$$

L'équation 3.22 devient :

$$E\{heq(t)\} = E\left(\sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i^2\right) \phi_s(t) \quad (3.24)$$

Le calcul de l'énergie moyenne du RIC sur l'intervalle générique  $W = [a, b]$  (*a et b valeurs choisies arbitrairement*) donne :

$$E\left\{\sum_{i \in I_W} \alpha_i^2\right\} = \int_W P_g(t) dt \quad (3.25)$$

Où  $I_W$  est l'ensemble aléatoire contenant les composants des multitrajets.

La variance de la fonction énergétique du RIC est donnée par :

$$\text{Var}\left\{\sum_{i \in I_W} \alpha_i^2\right\} = \int_W R_g(t) dt \quad (3.26)$$

Où  $R_g(t)$  représente le kurtosis du profil des retards.

En utilisant l'équivalence 3.25 dans 3.24, on obtient :

$$E\{heq(t)\} = \phi_s(t) \int_A P_g(t) dt \quad (3.27)$$

Pour  $t > T_s$ ,  $\phi_s(t) = 0$ , d'où  $E\{heq(t)\} \approx 0$ .

La moyenne du PDP ( $P_g(t)$ ) est décrite par un modèle suivant un retard exponentiel caractérisé par l'énergie moyenne reçue  $E_g$  et le rms delay spread  $\tau_{rms}$  du canal. Son expression est :

$$P_g(t) = \frac{E_g}{\tau_{rms}} \exp(-t/\tau_{rms}) \quad (3.28)$$

Pour déterminer  $R_g(t)$  nous choisissons un processus de poisson uniforme avec un taux d'arrivée des rayons  $\bar{\lambda}$  trajet/s et une distribution de Nakagami-m utilisant une version simplifiée du modèle de canal de Saleh Valenzuela [80].

$$R_g(t) = P_g^2(t) \left(1 + \frac{1}{m}\right) \frac{1}{\lambda} \quad (3.29)$$

Dans ce cas, le PDP de la RIC équivalente est donné par :

$$PDP_{ULB-RT}(t) = E\left\{ |heq(t)|^2 \right\} \quad (3.30)$$

D'où :

$$PDP_{ULB-RT}(t) = E\left\{ \iint_A h(\tau)h(\mu)h(t+\tau)h(\mu+t)d\tau d\mu \right\} \quad (3.31)$$

En remplaçant  $h(\tau) = \sum_i \alpha_i s(\tau - t_i)$ , avec par ailleurs,  $E\{\alpha_i \alpha_j\} = 0$ ,  $E\{\alpha_i^3 \alpha_j\} = 0$  et  $E\{\alpha_i^2 \alpha_j^2\} = E\{\alpha_i^2\}E\{\alpha_j^2\}$  pour  $i \neq j$ , on obtient :

$$PDP_{ULB-RT}(t) = E\left\{ \iiint_A \sum_i \sum_j \sum_k \sum_e \alpha_i \alpha_j \alpha_k \alpha_e s(\tau - t_i) s(\mu - t_j) s(t + \tau - t_k) s(\mu + t - t_e) d\tau d\mu \right\} \quad (3.32)$$

En effectuant le développement et en fractionnant les parties où  $i=j$ ;  $i=k$ ;  $i=e$ ;  $j=k$ ;  $j=e$ ;  $k=e$ ;  $i=j=k=e$  et  $i \neq j \neq k \neq e$ , l'équation 3.32 devient :

$$\begin{aligned} PDP_{ULB-RT}(t) = E\left\{ \iint_A \sum_i \alpha_i^2 s(\tau - t_i) \right. \\ \times [s(\tau + t - t_i) \sum_{k \neq i} \alpha_k^2 s(\mu - t_k) s(\mu + t - t_k) \\ + s(\mu - t_i) \sum_{j, j \neq i} \alpha_j^2 s(\tau + t - t_j) s(\mu + t - t_j) \\ \left. + s(\mu + t - t_i) \sum_{e, e \neq i} \alpha_e^2 s(\tau + t - t_e) s(\mu - t_e) d\tau d\mu \right\} \quad (3.33) \end{aligned}$$

L'équation 3.33 est alors composée de trois parties que nous nommons I, II et III :

$$I = E\left\{ \sum_i \alpha_i^2 \int_A s(\tau - t_i) s(\tau + t - t_i) d\tau \times \sum_{k, k \neq i} \alpha_k^2 \int_A s(\mu - t_k) s(\mu + t - t_k) d\mu \right\} \approx E\left\{ \sum_i \alpha_i^2 \sum_k \alpha_k^2 \right\} \phi_s(t) \phi'_s(t) \quad (3.34)$$

avec  $\phi_s(t) = \int_A s(\tau - t_i) s(\tau + t - t_i) d\tau$  et  $\phi'_s(t) = \int_A s(\mu - t_i) s(\mu + t - t_k) d\mu$

Sachant que d'après le théorème des variances :  $E[X]^2 = Var(X) + (E\{X\})^2$  et en faisant un changement de variable comme suit :  $X = \sum \alpha_i^2$  alors :

$$E\left\{ \sum \alpha_i^2 \right\}^2 = Var\left\{ \sum \alpha_i^2 \right\} + \left( E\left\{ \sum \alpha_i^2 \right\} \right)^2 \quad (3.35)$$

et, en tenant compte de : (3.25) et (3.26)

$$E\left\{ \sum \alpha_i^2 \right\}^2 = \int_A R_g(\tau) d\tau + \iint_A P_g(\tau) P_g(\mu) d\tau d\mu \quad (3.36)$$

alors, l'équation 3.34 devient :

$$I = \phi_s(t)\phi_s'(t) \left\{ \int_A R_g(\tau) d\tau + \iint_A P_g(\tau)P_g(\mu) d\tau d\mu \right\} \quad (3.37)$$

La deuxième partie donne :

$$II = \iint_A E \left\{ \sum_i \alpha_i^2 s(\tau - t_i) s(\mu - t_i) \right\} \times E \left\{ \sum_{j, j \neq i} \alpha_j^2 s(\tau + t - t_j) s(\mu + t - t_j) \right\} d\tau d\mu \quad (3.38)$$

En faisant le changement de variable suivant :  $\mu = \tau + \xi$  , nous obtenons :

$$E \left\{ \sum_i \alpha_i^2 s(\tau - t_i) s(\tau + \xi - t_i) \right\} = E \{ h(\tau) h(\tau + \xi) \} \quad (3.39)$$

$$E \left\{ \sum_{j, j \neq i} \alpha_j^2 s(\tau + t - t_j) s(\tau + \xi + t - t_j) \right\} \approx E \{ h(\tau + t) h(\tau + t + \xi) \} \quad (3.40)$$

D'après [109] :  $E \{ h(\tau) h(\tau + \xi) \} = P_g(\tau) \phi_s(\xi)$  ,

$$II \approx \int_A P_g(\tau) P_g(\tau + t) \int_{A'} \phi_s^2(\xi) d\xi d\tau \quad (3.41)$$

Où  $A' = [a - \tau, a - \tau + T_l]$  , on définit par ailleurs que :  $\int_{A'} \phi_s^2(\xi) d\xi = c_1$  est l'énergie de

l'autocorrélation de l'impulsion. D'où :

$$II \approx c_1 \int_A P_g(\tau) P_g(\tau + t) d\tau \quad (3.42)$$

La troisième partie donne :

$$III = E \left\{ \iint_A \sum_i \alpha_i^2 s(\tau - t_i) s(\mu + t - t_i) \times \sum_{e, e \neq i} \alpha_e^2 s(\tau + t - t_e) s(\mu - t_e) d\tau d\mu \right\} \quad (3.43)$$

$$III \approx \iint_{A, A'} E \{ h(\tau) h(\tau + t + \xi) \} E \{ h(\tau + t) h(\tau + \xi) \} d\tau d\xi \approx \int_A P_g(\tau) P_g(\tau + t) \int_{A'} \phi_s(\xi + t) \phi_s(\xi - t) d\xi d\tau \quad (3.44)$$

Par simplification,  $c_1 \Phi_{\phi_s}(t) = \int_{A'} \phi_s(\xi + t) \phi_s(\xi - t) d\xi d\tau$  , avec  $\Phi_{\phi_s}(t)$  l'autocorrélation

normalisée de  $\phi_w(t)$   $\Phi_{\phi_s}(0) = 1$

D'où,

$$III \approx c_1 \Phi_{\phi_s}(t) \int_A P_g(\tau) P_g(\tau + t) d\tau \quad (3.45)$$

Donc au final,

$$PDP_{ULB-RT}(t) \approx \phi_s(t)\phi_s'(t) \left\{ \int_A R_g(\tau) d\tau + \iint_A P_g(\tau)P_g(\mu) d\tau d\mu \right\} + c_1(1 + \Phi_{\phi_s}(t)) \int_A P_g(\tau)P_g(\tau+t) d\tau \quad (3.46)$$

$P_g(\tau)$  est décrit par un modèle avec décroissance exponentielle, caractérisée par l'énergie moyenne reçue  $E_g$  et le retard de propagation  $\tau_{rms}$  du canal [80]. D'où :

$$P_g(\tau) = \frac{E_g}{\tau_{rms}} \exp(-\tau/\tau_{rms}) \quad (3.47)$$

Pour déterminer  $R_g(\tau)$ , nous aurons besoin du processus d'arrivée et de l'amplitude des rayons. Pour ceci, nous utilisons un processus uniforme de poisson, avec un taux d'arrivée des rayons noté  $\bar{\lambda}$  et une distribution de Nakagami-m de l'amplitude des rayons. Ceci est la version simplifiée du modèle de canal de Saleh-Valenzuela [80] que nous adoptons. Alors :

$$P_g(\tau_i) = E\{\alpha_i^2 | \tau_i\} \bar{\lambda} \text{ et } R_g(\tau_i) = E\{\alpha_i^4 | \tau_i\} \bar{\lambda} \quad [81]. \text{ D'où,}$$

$$R_g(\tau) = P_g^2(\tau) \left(1 + \frac{1}{m}\right) \frac{1}{\bar{\lambda}} \quad (3.48)$$

Les Eq. 3.27 et 3.46 deviennent alors, sur l'intervalle  $A = [a, b] = [0, \infty]$  :

$$E\{heq(t)\} = E_g \left[ \exp(-\tau/\tau_{rms}) - \exp(-\tau/\tau_{rms}) \right]_b^a \phi_s(t) = E_g \left[ \exp(-\tau/\tau_{rms}) - \exp(-\tau/\tau_{rms}) \right]_0^\infty \phi_s(t) \quad (3.49)$$

D'où :

$$E\{heq(t)\} = E_g \phi_s(t) \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned} PDP_{ULB-RT}(t) &= \phi_s(t)\phi_s'(t) E_g^2 \left[ \exp(-a/\tau_{rms}) - \exp(-b/\tau_{rms}) \right]^2 \\ &+ \frac{E_g^2}{2\tau_{rms}} \left[ \exp(-2a/\tau_{rms}) - \exp(-2b/\tau_{rms}) \right] \\ &\times \left[ (1 + \Phi_{\phi_s}(t)) c_1 \exp(-t/\tau_{rms}) + \left(1 + \frac{1}{m}\right) \frac{1}{\bar{\lambda}} \phi_s^2(t) \right] \end{aligned} \quad (3.51)$$

Finalement pour  $A = [0, \infty]$ :

$$PDP_{ULB-RT}(t) = E_g^2 \phi_s^2(t) + \frac{E_g^2}{2\tau_{rms}} \times \left[ (1 + \Phi_{\phi_s}(t)) c_1 \exp(-t/\tau_{rms}) + \left(1 + \frac{1}{m}\right) \frac{1}{\bar{\lambda}} \phi_s^2(t) \right] \quad (3.52)$$

Le gain de focalisation présenté en 3.7 peut aussi s'écrire :

$$GF_{[dB]} = 10 \log_{10} \left( \frac{\max(PDP_{ULB-RT}(t))}{\max(PDP_{ULB}(t))} \right) \quad (3.53)$$

avec :

$$PDP_{ULB}(t) = P_g(t) = \frac{E_g}{\tau_{rms}} \exp(-t/\tau_{rms}) \quad (3.54)$$

Le pic de corrélation est localisé à  $t = 0$ , d'où :

$$\max(PDP_{ULB}(t)) = \frac{E_g}{\tau_{rms}} \quad (3.55)$$

et

$$\max(PDP_{ULB-RT}(t)) = E_g^2 (\tau_{rms} + c_1 + c_2) / \tau_{rms} \quad (3.56)$$

où  $c_2 = (1 + \frac{1}{m}) \frac{1}{2\lambda}$

Ainsi, l'Eq. 3.53 devient :

$$GF_{[dB]} = 10 \log_{10} (E_g (\tau_{rms} + c_1 + c_2)) \quad (3.57)$$

## B. Résultats analytiques et de simulation

Dans cette sous-section, nous comparons les résultats analytiques et les résultats de simulation portant sur l'évaluation des caractéristiques du RT (*Focalisation Temporelle : calcul du PDP et du Gain de Focalisation*) en utilisant le modèle de canal *IEEE 802.15.3a*.

Le **Tableau 3.1** présente les paramètres d'entrée utilisés pour le calcul analytique et lors des simulations

| Modèle de canaux                                   | CM1  | CM2  | CM3   |
|--|------|------|-------|
| $E_g$ (normalisé)                                  | 1    | 1    | 1     |
| taux d'arrivée des rayons [1/ns] : $\bar{\lambda}$ | 2.5  | 0.5  | 2.1   |
| RMS delay [ns]: $\tau_{rms}$                       | 5.28 | 8.03 | 14.28 |
| Valeur de $m$ (Nakagami- $m$ )                     | 1.5  | 1.5  | 1.5   |

**Tableau 3.1** : Paramètres d'entrée pour l'évaluation (analytique et simulation) des caractéristiques du RT avec le modèle de canal *IEEE 802.15.3a*

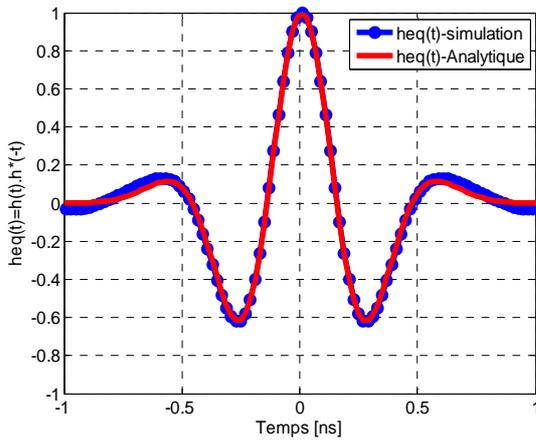
Quatre cas de figure existent pour la valeur  $m$  apparaissant dans la distribution de Nakagami [82] :

- $m=0.5$  : correspondant à une distribution gaussienne ;
- $m=1$  : correspondant à loi de Rayleigh c.-à-d. évanouissement profond ;
- $m=1.5$  : correspond à un évanouissement sévère ;

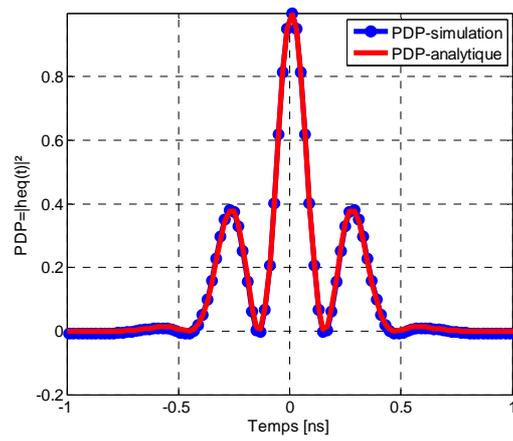
–  $m=4$  : correspond à un faible évanouissement.

Pour toute l'étude analytique et les simulations, la valeur de  $m$  correspondant à un évanouissement sévère ( $m=1.5$ ) est considérée.

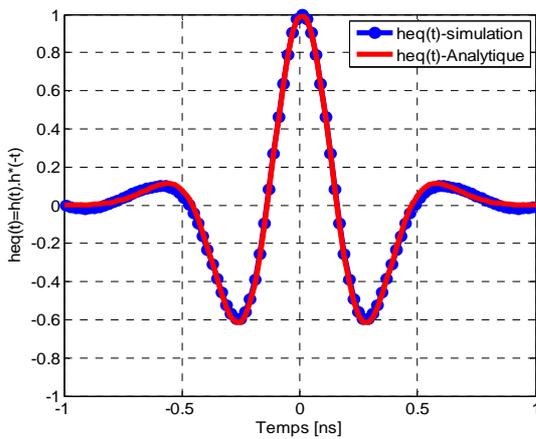
Les **Figures 3.3 (a, b, c, d, e, f)** montrent les résultats analytiques et de simulation pour le système RT-ULB dans le cas du modèle *IEEE 802.15.3a*. La moyenne utilisée est de 1000 itérations sur chaque modèle de canal (*CM1, CM2 et CM3*). Ces résultats correspondent à la RIC équivalente  $heq(t)$  et au profil des puissances retards  $PDP_{ULB-RT}(t)$  dont les expressions respectives sont données par Eq. 3.50 et Eq. 3.52. Nous pouvons alors observer d'une part, que les résultats de simulations concordent avec les résultats de simulation et, d'autre part, que le maximum de puissance est obtenu sur l'intervalle d'étude où l'on retrouve d'ailleurs la forme de l'impulsion transmise.



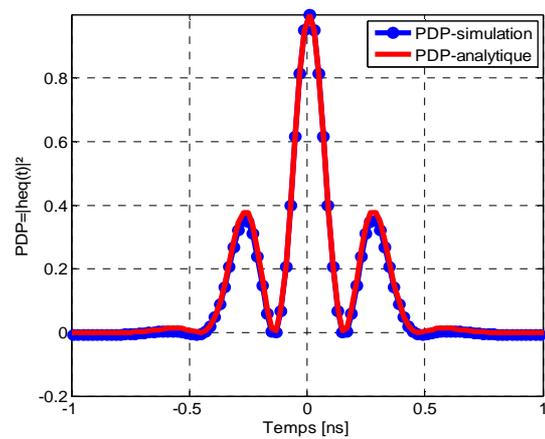
(a)



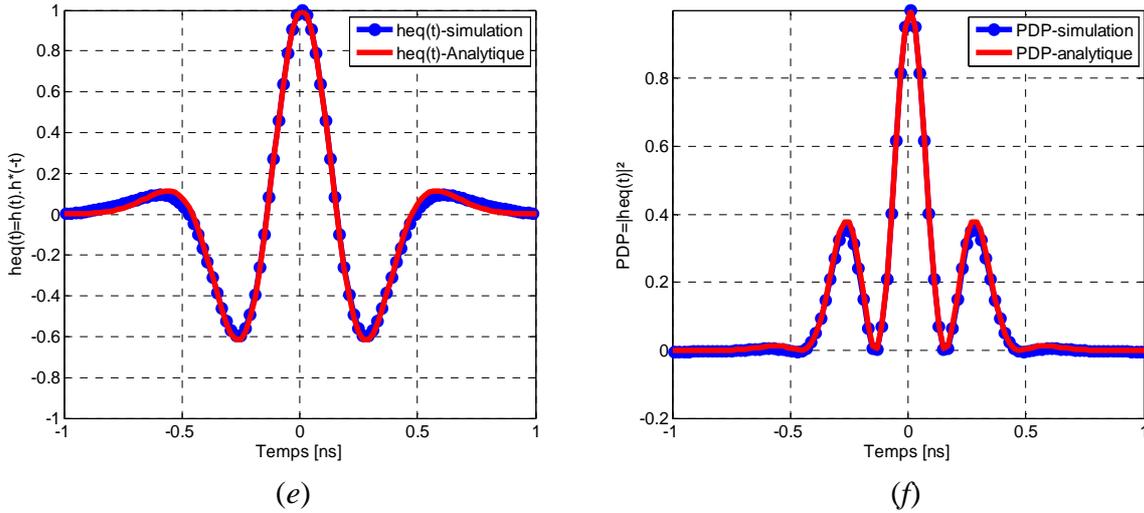
(b)



(c)



(d)



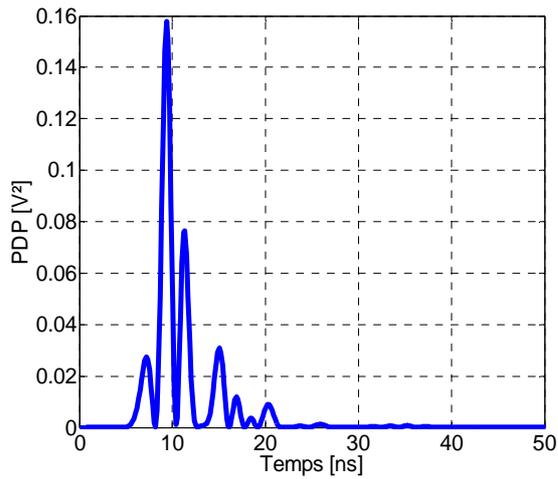
**Figure 3.3 :** Résultats analytiques et de simulation correspondants respectivement à la RIC équivalente  $heq(t)$  et au profil des puissances retards (Power Delay Profile)  $PDP_{ULB-RT}(t)$ : a, b) pour CM1; c, d) pour CM2; e, f) pour CM3

Le **Tableau 3.2** présente les valeurs du gain de focalisation ( $GF$ ) dont les expressions générale et analytique sont données respectivement par Eq. 3.53 et Eq. 3.57, aussi bien dans le cas de l'étude analytique que dans celui de l'étude effectuée en simulation. Nous remarquons que le retournement temporel procure au système un gain de focalisation de l'ordre de 7 dB dans le cas du modèle CM1, 8 dB dans le cas du modèle CM2 et 12 dB pour le modèle CM3. Ainsi, le gain de focalisation croît en fonction de la complexité du canal.

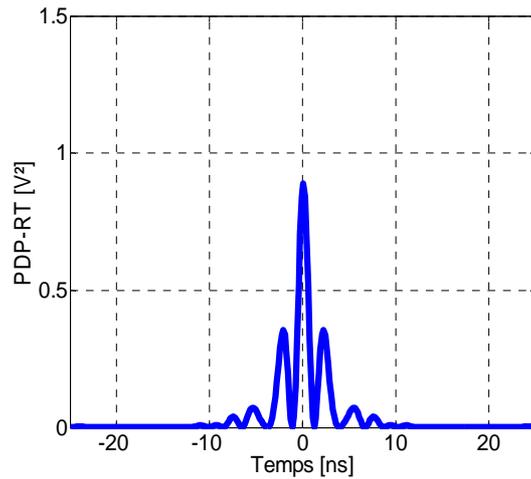
En élargissant l'intervalle d'étude dans le cas de nos simulations, nous pouvons comparer les profils de puissance retards des deux systèmes à savoir le système ULB conventionnel avec  $PDP_{ULB}$  et le système ULB-RT avec  $PDP_{ULB-RT}$ . Les **Figures 3.4, 3.5 et 3.6** présentent les résultats de cette étude comparative. Nous obtenons ainsi une focalisation temporelle et une augmentation effective de l'amplitude de la puissance  $PDP_{ULB-RT}$  par rapport à  $PDP_{ULB}$ . Ceci est confirmé par les valeurs du gain de focalisation ( $GF$ ) (**Tableau 3.2**).

| Modèle de canal        | CM1  | CM2  | CM3   |
|------------------------|------|------|-------|
| $GF_{analytique}$ [dB] | 7.38 | 8.20 | 12.21 |
| $GF_{simulation}$ [dB] | 7.31 | 8.11 | 12.13 |

**Tableau 3.2 :** Gain de focalisation (analytique et simulation) avec le modèle de canal IEEE 802.15.3a

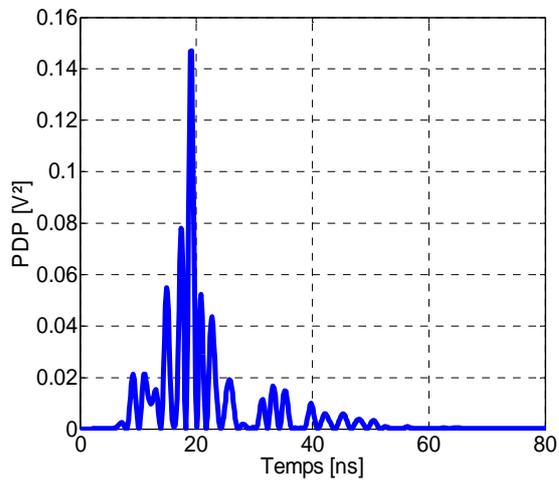


(a)

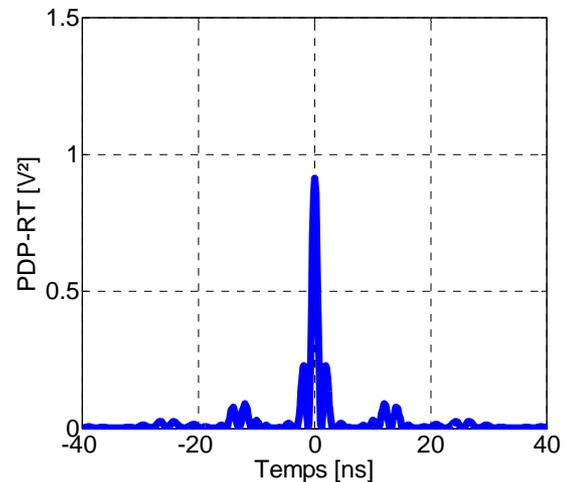


(b)

**Figure 3. 4 :** a)  $PDP_{ULB}$ ; b)  $PDP_{ULB-RT}$ ; pour le modèle CM 1

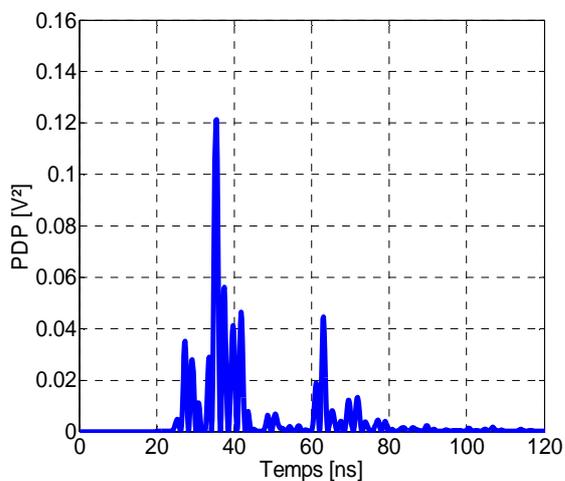


(a)

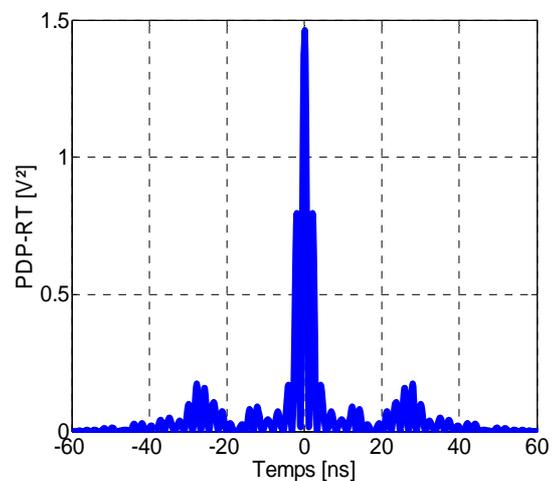


(b)

**Figure 3. 5 :** a)  $PDP_{ULB}$ ; b)  $PDP_{ULB-RT}$ ; pour le modèle CM 2



(a)



(b)

**Figure 3. 6 :** a)  $PDP_{ULB}$ ; b)  $PDP_{ULB-RT}$ ; pour le modèle CM 3

En passant du modèle CM1 au modèle CM3,  $GF$  augmente, ce qui est notamment dû à l'évolution de la complexité du canal ainsi que souligné précédemment. Nous en concluons que le RT profite de la complexité du canal ; ceci constituerait un atout pour l'application à la localisation dans des environnements confinés tels que les tunnels ferroviaires, riches en réflexions multiples.

### 3. 2. 3. 2 Cas du modèle utilisant la méthode des rayons

Les études effectuées pour le modèle IEEE 802.15.3a, sont maintenant menées avec le modèle exploitant la méthode des rayons. De plus, nous faisons intervenir dans la partie simulation, l'évaluation de la deuxième caractéristique du RT à savoir la focalisation spatiale. Ainsi pour différents types de configuration du modèle de canal (*nombre de multitrajets* = 2, 4...10), nous déterminons la RIC, la RIC équivalente, les PDP les gains de focalisation temporelle et spatiale. Ceci nous permet d'effectuer une étude comparative sur l'ensemble. Les notations utilisées dans le modèle IEEE 802.15.3a sont adoptées pour le modèle utilisant la méthode des rayons. Des paramètres d'entrées supplémentaires, en rapport avec la configuration du modèle de canal proposé sont présentés au **Tableau 3.3**. La configuration est définie pour une portée d'une dizaine de mètres adaptée à notre application de localisation ferroviaire.

| Paramètres d'entrée                   |                            |
|---------------------------------------|----------------------------|
| Formes d'onde: $s(t)$                 | Seconde dérivée Gaussienne |
| Distance de référence $T_x-R_x : d_0$ | 10 m                       |
| Hauteur de Tx: $h_t$                  | 3 m                        |
| Hauteur de Rx : $h_r$                 | 2 m                        |
| Hauteur du plafond : $H$              | 4 m                        |

**Tableau 3. 3 :** Paramètres d'entrée correspondant au modèle utilisant la méthode des rayons

#### A. Développement analytique

Pour le système ULB conventionnel, la RIC est donnée par l'expression suivante :

$$h(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i s(t - t_i) \quad (3.57)$$

Où  $N$  représente le nombre de multitrajets du canal,  $\alpha_i$  l'amplitude du trajet  $i$  et  $t_i$  le temps mis par le trajet  $i$ .

Le *PDP* correspondant est ainsi déterminé par :

$$PDP_{ULB}(t) = |h(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i s(t-t_i) \right|^2 \quad (3.58)$$

La RIC équivalente correspondante au système ULB-RT est obtenue par :

$$heq(t) = h^*(-t) \otimes h(t) = \int_A h^*(t+\tau)h(\tau)d\tau \quad (3.59)$$

ou,

$$heq(t) = \int_A h(\tau)h^*(t+\tau)d\tau \quad (3.60)$$

En remplaçant  $h(t)$  par sa valeur, l'Eq. 3.60 devient :

$$heq(t) = \int_A \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 s(\tau-t_i)s(t+\tau-t_i)d\tau = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \phi_{is}(t) \quad (3.61)$$

Avec,  $\phi_{is}(t) = \int_A s(\tau-t_i)s(\tau-t_i+t)d\tau$  et  $A = [0, Ts[$

$\phi_{is}(t)$ , est la fonction d'autocorrélation de l'impulsion reçue avec la contribution du trajet  $i$ .

Le  $PDP$  de la RIC équivalente est alors défini comme suit :

$$PDP_{ULB-RT}(t) = |heq(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \phi_{is}(t) \right|^2 \quad (3.62)$$

Le pic de puissance du PDP ( $PDP_{ULB}(t) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i s(t-t_i) \right|^2$ ) est obtenu à  $t_0$ , il correspond au carré de l'amplitude de la réponse impulsionnelle à  $t_0$  d'où :

$$\max(PDP_{UWB-IR}(t)) = \alpha_0^2 \quad (3.63)$$

Aussi, le pic de puissance  $\max(PDP_{ULB-RT}(t))$  est obtenu à  $t=0$ , d'où

$$\max(PDP_{ULB-RT}(t)) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \quad (3.64)$$

d'où :

$$GF_{itrajets[dB]} = 10 \log_{10} \left( \frac{\sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2}{\alpha_0^2} \right) \quad (3.65)$$

L'évaluation de la focalisation spatiale est fondée sur les expressions développées précédemment, la RIC équivalente et le  $PDP_{ULB-RT}(t)$  sont successivement déterminés à une position  $p_0$  dite position cible du récepteur puis à une position  $p_1$  dite position interférente.

En se basant sur Eq. 3.61, la RIC équivalente et le  $PDP_{ULB-RT}(t)$  à la position  $p_0$  sont données par :

$$heq(p_0, t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \phi_{is}(t) \implies PDP_{ULB-RT}(p_0, t) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \phi_{is}(t) \right|^2 \quad (3.66)$$

Tandis que la RIC équivalente  $heq(p_1, t)$  à la position  $p_1$  est donnée par :

$$\begin{aligned} heq(p_1, t) &= h(p_0, -t) \otimes h(p_1, t) = \int_0^{T_s} h(p_0, t + \tau) h(p_1, \tau) d\tau \\ &= \int_0^{T_s} h(p_1, \tau) h(p_0, t + \tau) d\tau = \int_0^{T_s} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \beta_i s(\tau - t_i) s(t + \tau - t_i) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \beta_i \phi'_{is}(t) \end{aligned} \quad (3.67)$$

d'où le  $PDP_{ULB-RT}(t)$  à la position  $p_1$

$$PDP_{ULB-RT}(p_1, t) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \beta_i \phi'_{is}(t) \right|^2 \quad (3.68)$$

Avec  $N$  les numéros des trajets,  $\alpha_i$  l'amplitude du trajet  $i$  (correspondant à la RIC dédiée au récepteur cible),  $\beta_i$  l'amplitude du trajet  $i$  (correspondant à la RIC dédiée au récepteur interférent).

Les expressions de  $\phi_{is}(t)$  et  $\phi'_{is}(t)$  qui représentent respectivement les fonctions d'autocorrélation de l'impulsion sur chaque trajet pour le récepteur cible et le récepteur interférent sont données par :

$$\phi_{is}(t) = \int_A s(\tau - t_i) s(t + \tau - t_i) d\tau \quad (3.69)$$

$$\phi'_{is}(t) = \int_A s(\tau - t'_i) s(t + \tau - t'_i) d\tau \quad (3.70)$$

En remplaçant l'Eq. 3.66 et l'Eq. 3.68 dans l'Eq. 3.7, l'expression de la focalisation spatiale  $FS$  est alors obtenue :

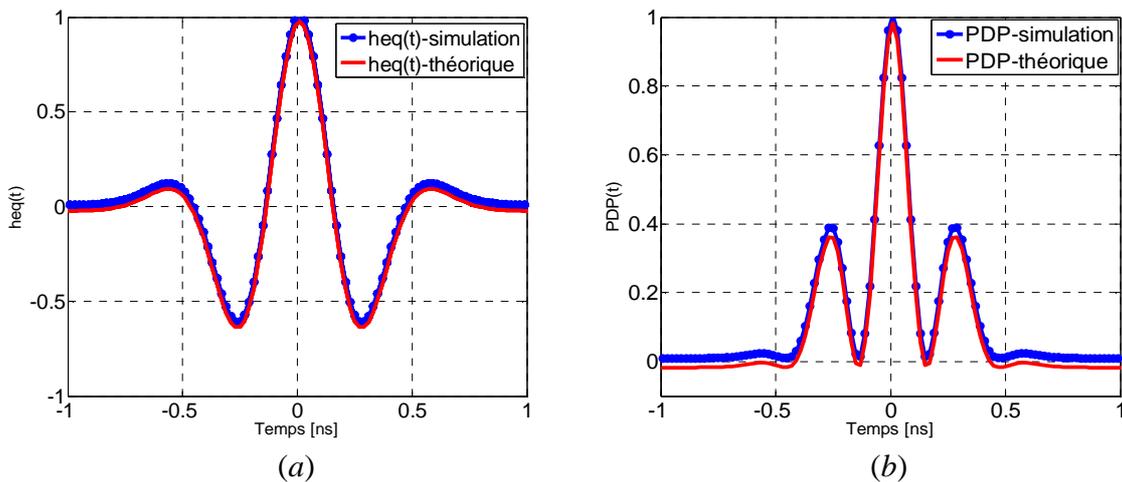
$$FS_{[dB]} = 20 \log_{10} \left[ \frac{\max(|heq(p_0, t)|)}{\max(|heq(p_1, t)|)} \right] = 20 \log_{10} \left[ \frac{\max\left( \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i^2 \phi_{is}(t) \right| \right)}{\max\left( \left| \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \beta_i \phi'_{is}(t) \right| \right)} \right] \quad (3.71)$$

## B. Résultats analytiques et de simulation

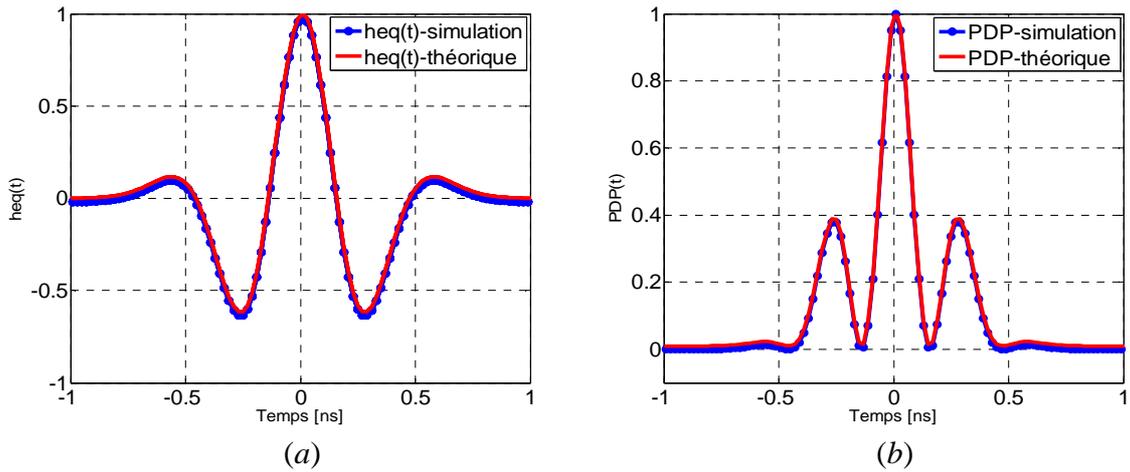
Dans cette partie, nous présentons les résultats analytiques et de simulation portant sur l'évaluation de la focalisation temporelle et spatiale. Pour chaque type de configuration du canal (*configuration à 2, 6 et 10 trajets*), la RIC équivalente, le gain de focalisation temporelle et spatiale ainsi que le PDP sont déterminés.

Les **Figures 3.7, 3.8, 3.9 et 3.10** proposent une étude comparative entre les résultats analytiques et de simulation pour les configurations respectives à 2, 4, 6 et 10 trajets. Ces résultats correspondent à la RIC équivalente  $heq(t)$  et au profil des puissances retards  $PDP_{ULB-RT}(t)$ . Ainsi que constaté pour le cas du modèle IEEE 802.15.3a, les résultats de simulations sont similaires à ceux analytiques, et par ailleurs, la puissance maximale est obtenue dans l'intervalle d'étude considérée, où la forme de l'impulsion transmise est retrouvée. Ceci est valable pour tous les types de configuration du canal envisagés.

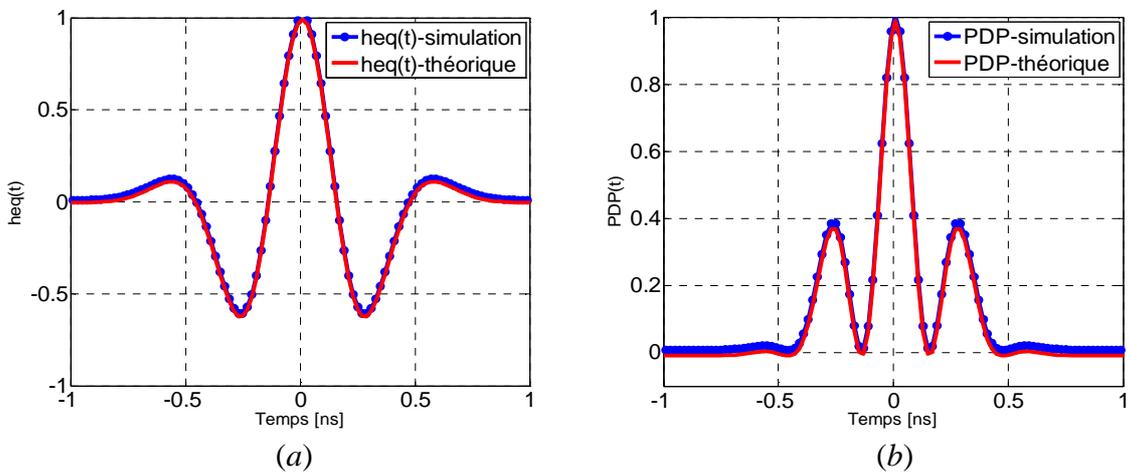
Nous relevons un gain de focalisation par rapport au signal reçu sans RT, ce gain de focalisation est calculé pour les configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets. Les résultats sont présentés au **Tableau 3.4**. Ces résultats confirment une fois de plus, que le RT profite de la complexité du canal, en effet, le gain de focalisation obtenu avec une configuration à 2 trajets est de 2.97 dB (*2.6 dB en analytique*). Il passe à 5.40 dB (*5.3 dB en analytique*) pour 4 trajets et à 6.27 dB (*5.91 dB en analytique*) pour 10 trajets.



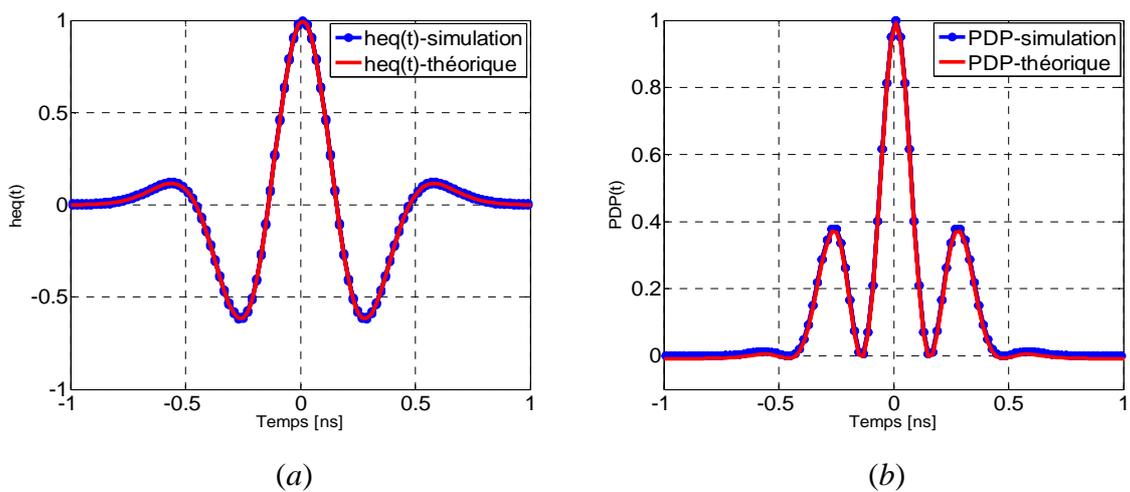
**Figure 3.7 :** Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 2 trajets)  
*a)  $heq(t)$ , b)  $PDP_{ULB-RT}(t)$*



**Figure 3. 8 :** Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 4 trajets)  
 a)  $heq(t)$ , b)  $PDP_{ULB-RT}(t)$



**Figure 3. 9 :** Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 6 trajets)  
 a)  $heq(t)$ , b)  $PDP_{ULB-RT}(t)$

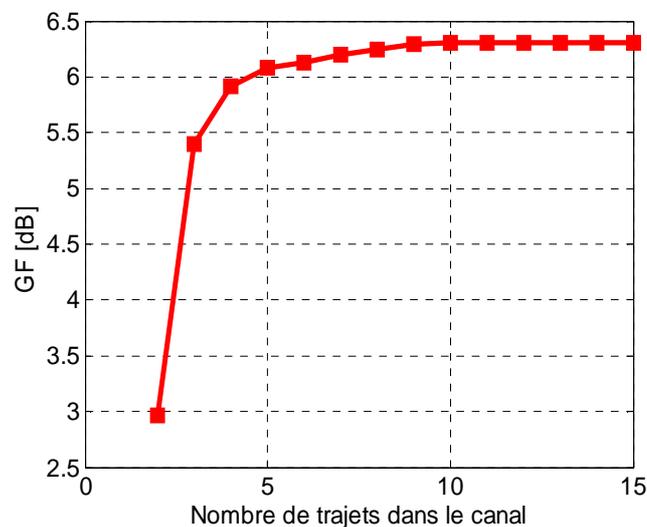


**Figure 3. 10 :** Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (Configuration à 10 trajets)  
 a)  $heq(t)$ , b)  $PDP_{ULB-RT}(t)$

**Figure 3.11**, le gain de focalisation est évalué en fonction du nombre de trajets du canal. La courbe du gain est croissante mais atteint une asymptote horizontale après un nombre important de trajets (*une dizaine dans ce modèle*). En effet, l'atténuation des trajets secondaires croît avec ce nombre de trajets et leurs apports en énergie contribuent de ce fait de moins en moins.

| Modèle de canal (méthode des rayons) | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|--------------------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $GF_{analytique} [dB]$               | 2.6       | 5.3       | 5.63      | 5.91       |
| $GF_{simulation} [dB]$               | 2.97      | 5.40      | 5.92      | 6.27       |

**Tableau 3. 4 :** Gain de focalisation (méthode des rayons : 2, 4, 6 et 10 trajets)



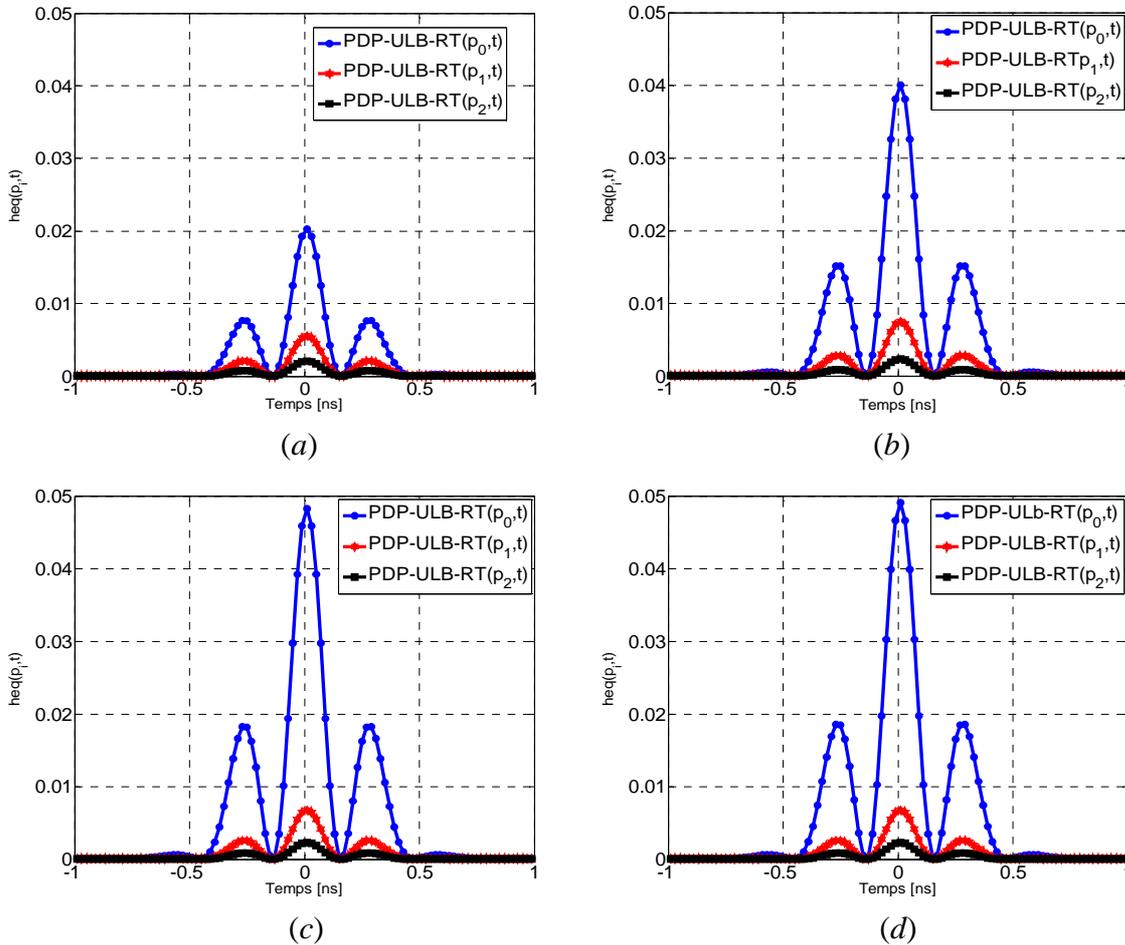
**Figure 3. 11 :** GF en fonction du nombre de trajets

Les paramètres d'entrée présentés précédemment sont conservés pour l'évaluation de la focalisation spatiale avec le même intervalle d'étude.

Les **Figures 3.12 (a, b, c, d)** présentent, pour les cas respectifs d'une configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets, une étude comparative des  $PDP_{ULB-RT}$  du récepteur cible situé à 10 m de l'émetteur (position :  $p_0$ ) et du récepteur interférent pour une position  $p_1$  située à 1 m du récepteur cible et une position  $p_2$  située à 10 m du récepteur cible. Dans tous nos cas de figure, on constate, logiquement, une perte de focalisation de plus en plus importante lorsque l'on s'éloigne de la position cible.

La valeur de la focalisation spatiale est évaluée pour chaque cas de figure et représentée au **Tableau 3.5** pour un déplacement du récepteur cible à la position  $p_1$  et au **Tableau 3.6** pour un déplacement à la position  $p_2$ . Nous constatons que dans les deux cas de figure les valeurs

de la focalisation spatiale augmentent en fonction du nombre de trajets. En effet, en prenant l'exemple du premier cas de figure (Tableau 4.5) en passant de la configuration à 2 trajets où  $FS = 5.93 \text{ dB}$ , à la configuration à 10 trajets, la valeur de la focalisation spatiale croît jusque  $FS = 9.12 \text{ dB}$ .



**Figure 3.12 :** a)  $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$  pour config. à 2 trajets ; b)  $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$  pour config. à 4 trajets ; c)  $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$  pour config. à 6 trajets ; d)  $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$  pour config. à 10 trajets

| Configuration          | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $FS_{analytique} [dB]$ | 5.93      | 7.56      | 8.93      | 9.12       |

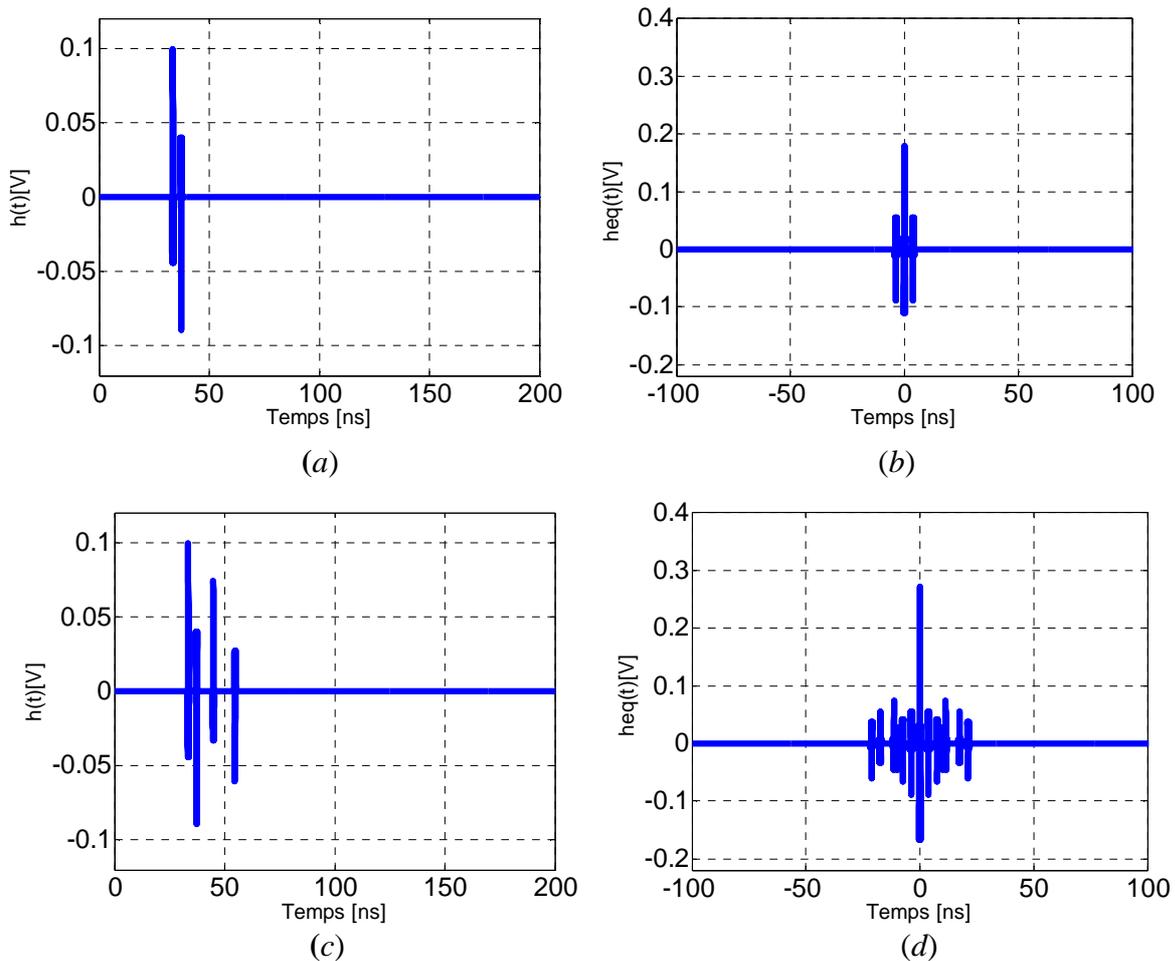
**Tableau 3.5 :** Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 1 m (configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets)

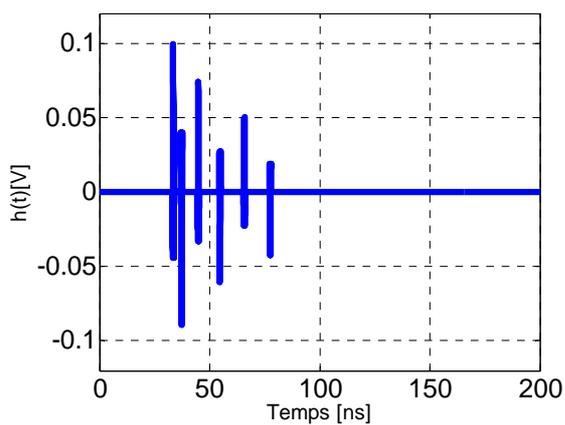
| Configuration          | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $FS_{analytique} [dB]$ | 10.02     | 13.01     | 14.32     | 14.65      |

**Tableau 3. 6 :** Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 10 m (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets)

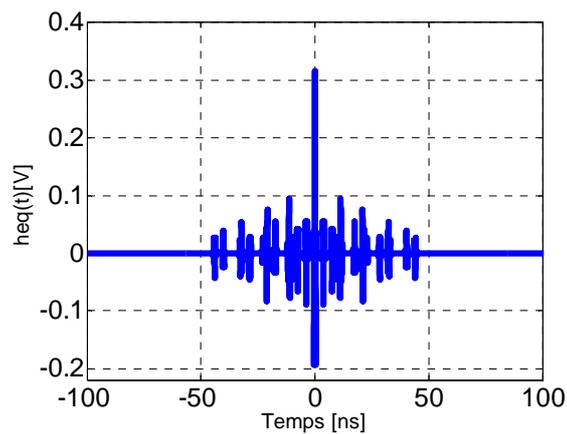
L'élargissement de l'intervalle d'étude permet de mener une étude comparative entre les RIC et PDP du système ULB conventionnel et les RIC et PDP équivalents du système ULB-RT.

Ainsi, pour chaque type de configuration du modèle de canal, la RIC  $h(t)$  et la RIC équivalente  $heq(t)$  correspondant respectivement aux systèmes ULB conventionnel et ULB-RT sont présentées **Figures 3.13** ( $[a, b]$ ,  $[c, d]$ ,  $[e, f]$ ,  $[g, h]$ ). Pour tous ces types de configuration nous observons d'une part, la focalisation temporelle significative des RIC équivalentes, comparée aux RIC du système ULB conventionnel et, d'autre part, que l'amplitude des RIC équivalentes, croît en fonction du nombre de trajets du canal. Ces remarques restent valables pour les profils de puissance retard  $PDP_{ULB}(t)$  et  $PDP_{ULB-RT}(t)$  présentés sur les **Figures 3.14** ( $[a, b]$ ,  $[c, d]$ ,  $[e, f]$ ,  $[g, h]$ ) correspondant aux systèmes ULB conventionnel et ULB-RT.

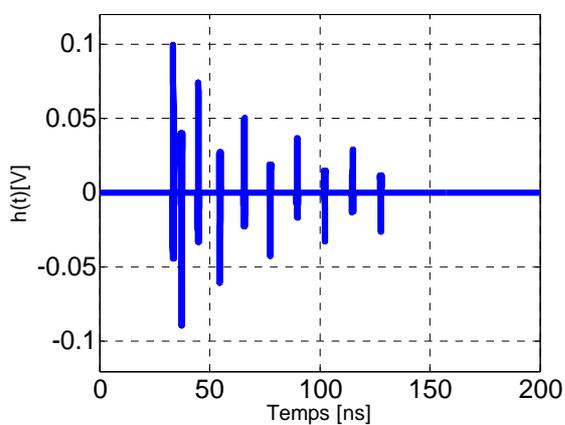




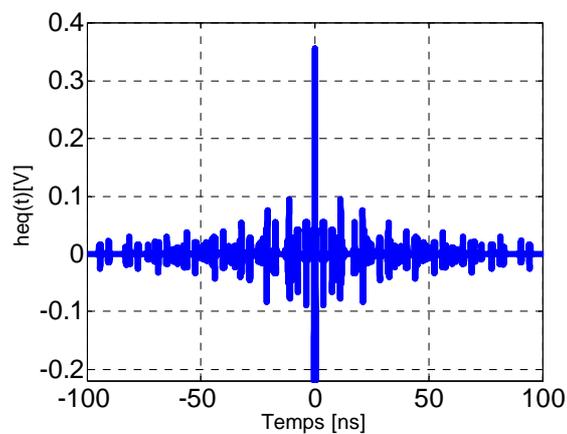
(e)



(f)

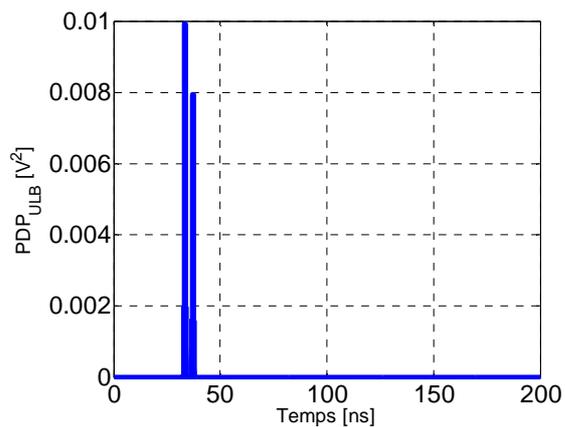


(g)

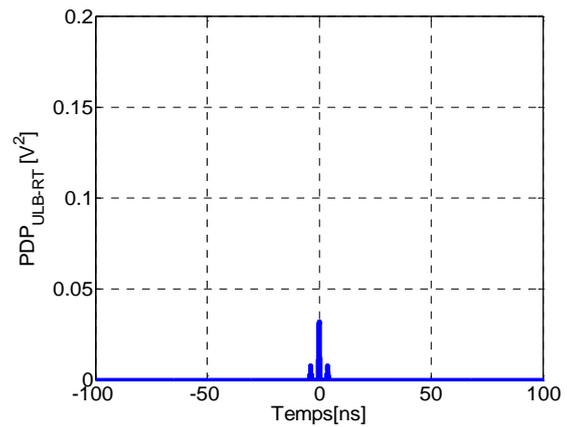


(h)

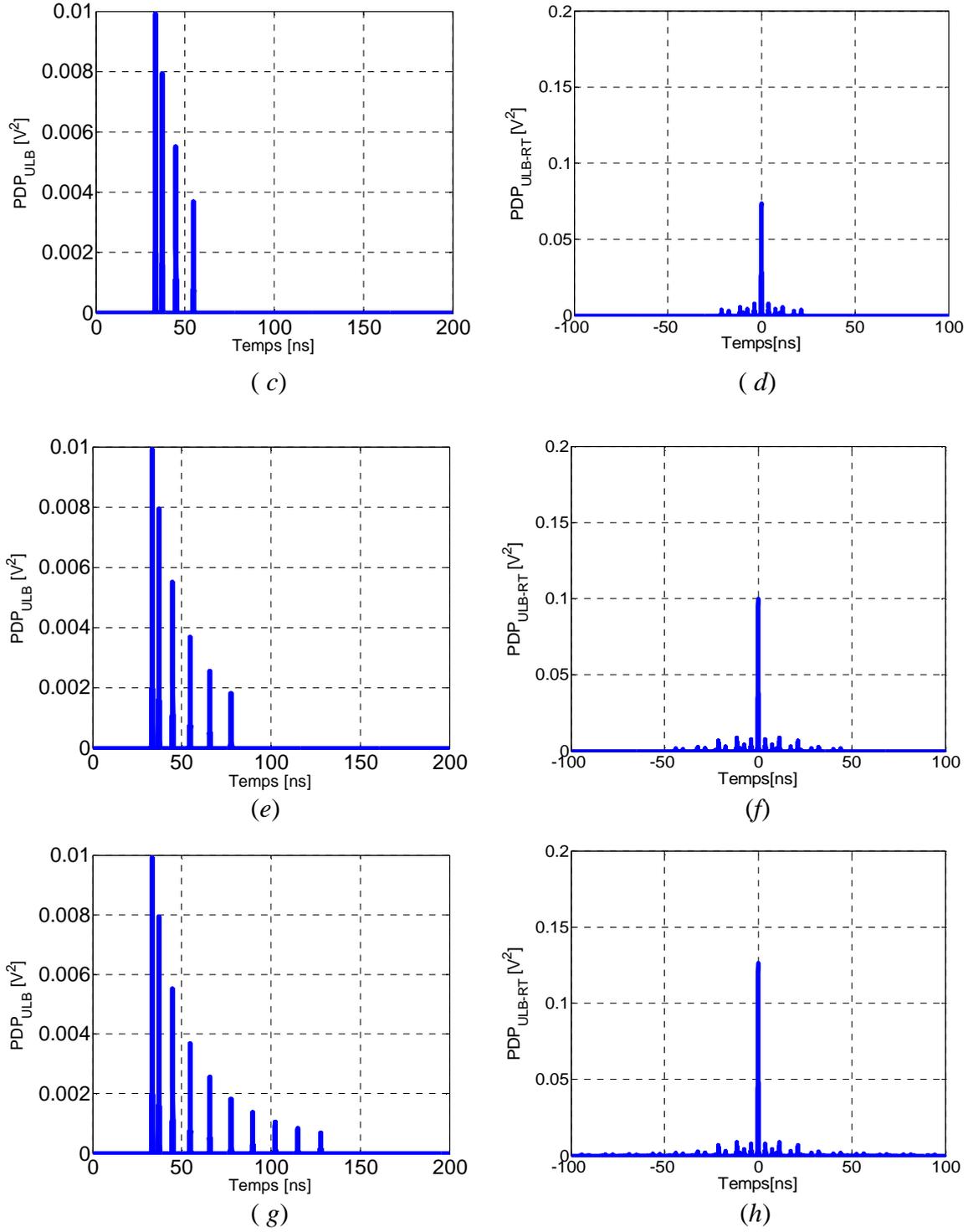
**Figure 3. 13 :** a)  $h(t)$  ; b)  $heq(t)$  pour la config. à 2 trajets ; c)  $h(t)$  ; d)  $heq(t)$  pour la config. à 4 trajets ; e)  $h(t)$  ; f)  $heq(t)$  pour la config. à 6 trajets ; g)  $h(t)$  h)  $heq(t)$  pour la config. à 10 trajets.



(a)



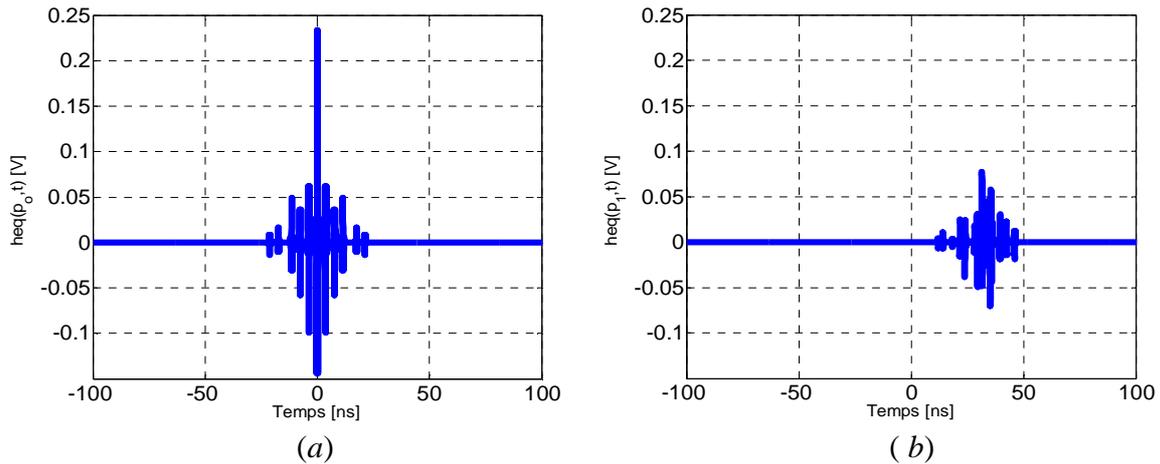
(b)



**Figure 3.14 :** a)  $PDP_{ULB}(t)$ ; b)  $PDP_{ULB-RT}(t)$  pour la config. à 2 trajets ; c)  $PDP_{ULB}(t)$ ; d)  $PDP_{ULB-RT}(t)$  pour la config. à 4 trajets ; e)  $PDP_{ULB}(t)$ ; f)  $PDP_{ULB-RT}(t)$  pour la config. à 6 trajets ; g)  $PDP_{ULB}(t)$ ; h)  $PDP_{ULB-RT}(t)$  pour la config. à 10 trajets.

Pour l'étude de la focalisation spatiale (FS), nous prenons l'exemple de la configuration à 4 trajets afin de calculer la RIC équivalente  $heq(p_0, t)$  du récepteur cible situé à une position de référence  $p_0$  correspondant à une distance de référence  $d_0 = 10$  m entre Tx et Rx (**Figure**

3.15a ). La RIC équivalente  $heq(p_1, t)$  pour une position  $p_1$  dite position interférente est aussi calculée (**Figure 3.15b**). Cette position correspond à une distance  $d_1 = 12 m$  entre  $Tx$  et  $Rx$ . Nous constatons alors une perte de focalisation de  $10.11 dB$  en passant de la position cible  $p_0$  à la position interférente  $p_1$ . Le **Tableau 3.7** présente les résultats pour les configurations 2, 4, 6 et 10 trajets. La focalisation spatiale augmente en fonction du nombre de trajets du canal.

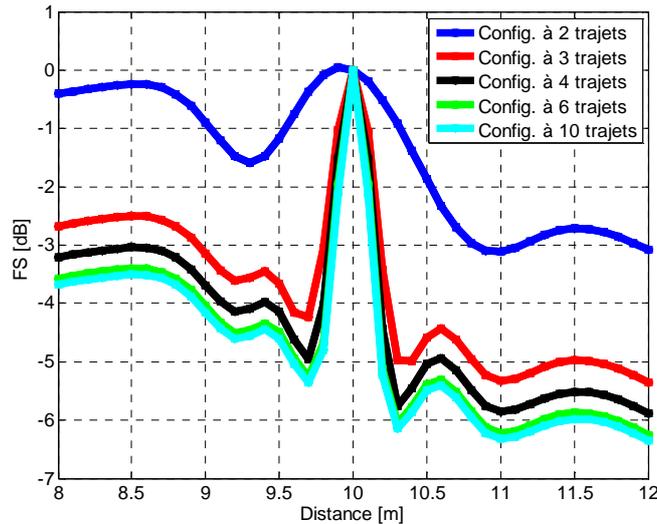


**Figure 3. 15 :** a)  $heq(p_0, t)$  pour  $d_0 = 10 m$  ; b)  $heq(p_1, t)$  pour  $d_1 = 12 m$

| Configuration          | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $FS_{simulation} [dB]$ | 7.67      | 10.11     | 12.17     | 12.84      |

**Tableau 3. 7 :** Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 2 m par rapport à la position de référence (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets)

Pour l'évaluation de FS dans le cas général, nous faisons déplacer le récepteur  $Rx$  à partir de la position cible  $d_0 = 10 m$  par pas de  $0.1 m$ . Puis, une étude comparative de FS est effectuée pour les configurations à 2, 3, 4, 6 et 10 trajets (**Figures 3.16**). En déplaçant le récepteur cible de part et d'autre de la position de référence, nous constatons une perte de focalisation de l'énergie. En outre et très logiquement, la sélectivité spatiale de la courbe de FS devient de plus en plus forte au fur et à mesure que le nombre de trajets du canal augmente.



**Figure 3.16 :** FS vs. la distance Tx-Rx pour les configurations à 2, 3, 4, 6 et 10 trajets

Le système de localisation utilisé nécessite au moins 3 stations de base émettrices en plus de la station réceptrice. Il s'avère donc nécessaire d'évaluer l'apport du RT en termes de diversité spatiale. Dans ce sens, nous évaluons dans la section suivante les caractéristiques du RT pour une configuration multi-antennes.

### 3.3 Évaluation des caractéristiques du RT dans une configuration multi-antennes : Multiple Input Single Output (MISO)

Le système de localisation adopté utilise une configuration MISO (*trois stations émettrices et une station réceptrice qui représente le mobile à localiser*). Il s'avère alors nécessaire d'évaluer l'apport du RT pour l'ULB dans ce type de configuration. Pour ce faire, nous étudions dans cette section la focalisation temporelle et spatiale du système ULB-RT en se basant sur le Power Delay Profile (*PDP*), le gain de focalisation temporelle (*GF*) et le gain de focalisation spatiale (*FS*). L'expression de ces derniers est d'abord déterminée dans le cas général d'une configuration MISO utilisant  $N$  sources en émission puis, les résultats analytiques et de simulations sont présentés pour le cas de 2 et 3 sources d'émission afin d'en faire une étude comparative quant à l'influence du nombre d'antennes d'émission présents dans le système.

L'étude du GF et du PDP est effectuée pour les modèles de canaux exploitant la méthode des rayons (*Configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets*) et pour le modèle IEEE 802.15.3a.

## A. Cas du modèle à rayons

Tout au long des développements, nous noterons par :

- $s_i(t)$  : le signal transmis par la  $i^{\text{ème}}$  station;
- $h_i(t)$  : la réponse impulsionnelle du canal (RIC) correspondant à la  $i^{\text{ème}}$  station ;
- $h_i^*(-t)$  : le conjugué de la RIC retourné correspondant à la  $i^{\text{ème}}$  station.

Les mêmes paramètres d'entrée utilisés précédemment sont adoptés pour la configuration MISO.

En posant l'expression de la réponse impulsionnelle de la  $i^{\text{ème}}$  antenne :

$$h_i(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi} s_i(t - t_{mi}) \quad (3.72)$$

Où  $m$  représente le nombre de trajets du canal,  $\alpha_{mi}$  l'amplitude correspondante et  $t_{mi}$  le temps d'arrivée des trajets.

L'expression générale de la réponse impulsionnelle équivalente est donnée par l'Eq. 3.73

$$heq_{MISO}(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \int h_i(t) h_i(\tau + t) dt \quad (3.73)$$

Avec  $N_t$  le nombre d'antennes en émission

En remplaçant l'expression de  $h_i(t)$  dans l'Eq. 3.73, on obtient :

$$\begin{aligned} heq_{MISO}(t) &= \sum_{i=1}^{N_t} \int \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi} s_i(t - t_{mi}) \alpha_{mi} s_i(\tau + t - t_{mi}) dt \\ &= \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi}^2 \int_0^{\infty} s_i(t - t_{mi}) s_i(t + \tau - t_{mi}) dt \\ &= \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_{mi}^2 \Phi_{si}(t) \end{aligned} \quad (3.74)$$

avec  $\Phi_{si}(t) = \int_0^{\infty} s_i(t - t_{mi}) s_i(t + \tau - t_{mi}) dt$

Le PDP est alors donné par :

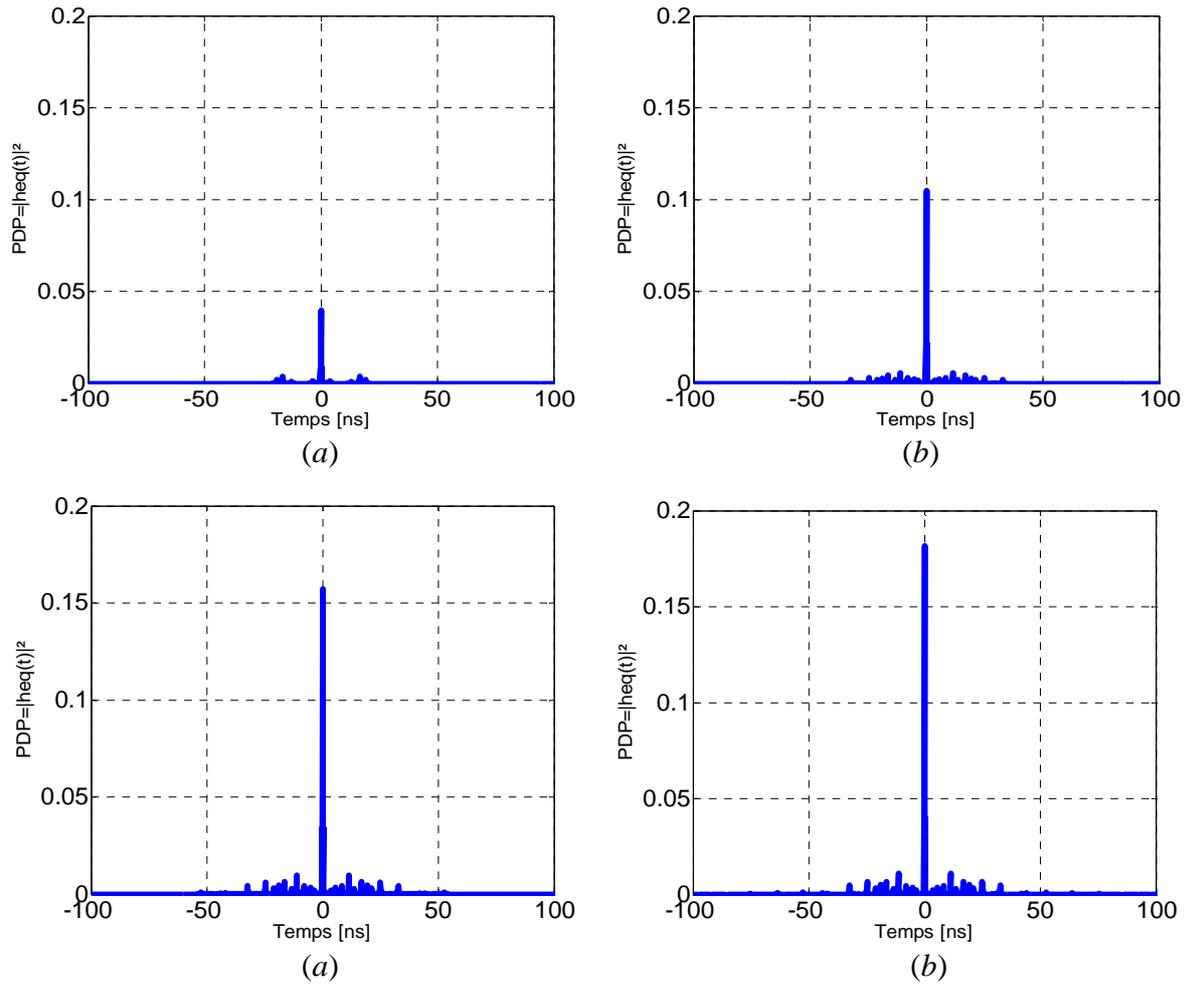
$$PDP_{ULB-RT}^{MISO}(t) = |heq_{MISO}(t)|^2 = \left| \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_{mi}^2 \phi_{si}(t) \right|^2 \quad (3.75)$$

De même, GF est obtenu en considérant les pics de puissance dans le cas de l'ULB sans RT ( $PDP^{MISO}(t)$ ) et dans le cas de l'ULB avec RT ( $PDP_{ULB-RT}^{MISO}(t)$ ) :

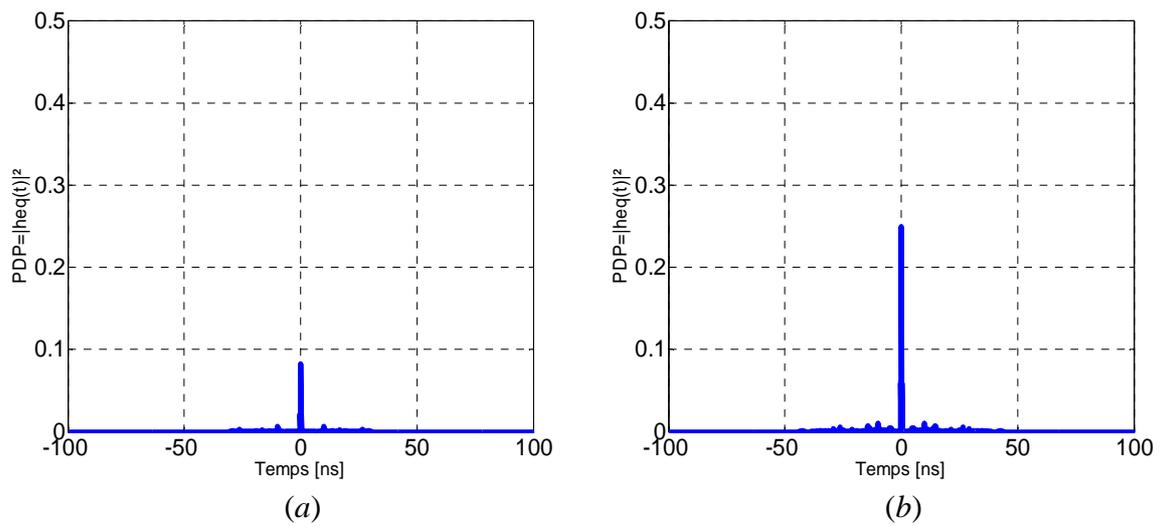
$$GF_{[dB]} = 10 \text{Log}_{10} \left[ \frac{\sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{N-1} \alpha_{mi}^2}{\sum_{i=1}^{N_t} \alpha_{0i}^2} \right] \quad (3.76)$$

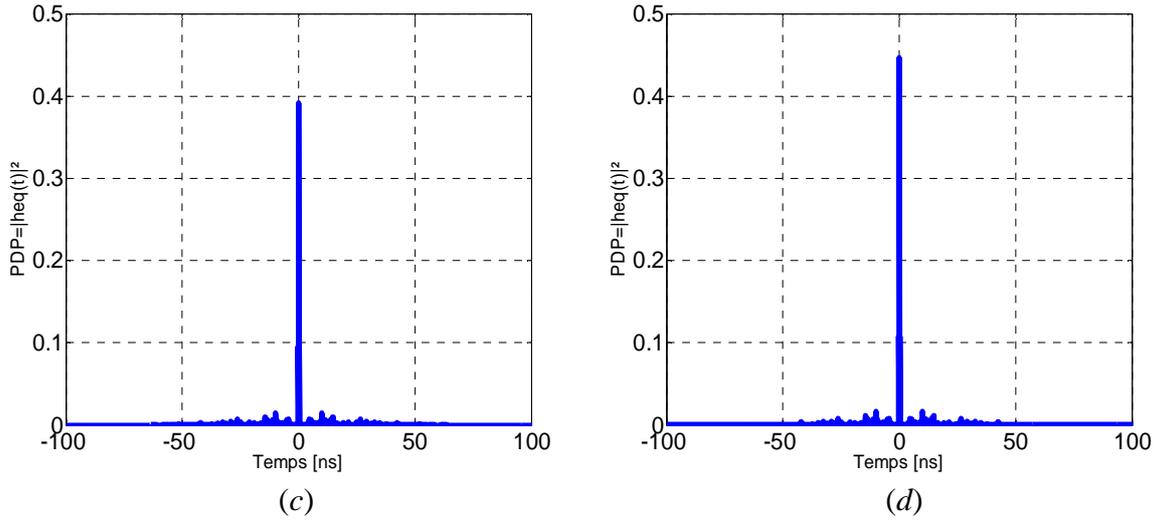
Avec les mêmes paramètres d'entrée que ceux utilisés précédemment, nous avons effectué l'étude pour une configuration MISO 2 x 1 (2 sources d'émission et une station réceptrice) et MISO 3 x 1 (3 sources d'émission et une station réceptrice). Les **Figures 3.17 (a, b, c et d) et 3.18 (a, b, c et d)** illustrent, respectivement, les  $PDP_{ULB-RT}$  des configurations MISO 2x1 et MISO 3x1 (configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets). Nous remarquons que l'amplitude des PDP croît en fonction du nombre de trajets ainsi qu'en fonction du nombre d'antennes utilisées en émission. En effet le pic de puissance obtenu dans le cas du MISO 2 x 1 est de 0.041 [V<sup>2</sup>] pour la configuration à 2 trajets, il passe à 0.17 [V<sup>2</sup>] dans la configuration à 10 trajets. Pour ces mêmes configurations, dans le cas du MISO 3 x 1, les valeurs respectives du pic de PDP sont de 0.08 [V<sup>2</sup>] et 0.45 [V<sup>2</sup>].

Les **Tableaux 3.8 et 3.9** représentent respectivement les gains de focalisation pour les cas MISO 2 x 1 et MISO 3 x 1 évalués dans les modèles de canaux à 2, 4, 6 et 10 trajets. Nous remarquons que le gain de focalisation augmente en fonction de la complexité du canal et en fonction du nombre de source d'émission. En effet, en passant de 2 à 10 trajets, le gain de focalisation évolue de 6.03 dB (5.96 dB en analytique) à 12.63 dB (12.54 dB en analytique) dans le cas de la configuration MISO 2 x 1 et de 9.21 dB (9.17 dB en analytique) à 16.54 dB (16.46 dB en analytique) dans le cas de la configuration MISO 3 x 1.



**Figure 3.17 :**  $PDP_{ULB-RT}$  config. MISO  $2 \times 1$ , a) config. à 2 trajets, b) config. à 4 trajets, c) config. à 6 trajets, d) config. à 10 trajets





**Figure 3.18 :**  $PDP_{ULB-RT}$  config. MISO 3 x 1, a) config. à 2 trajets, b) config. à 4 trajets, c) config. à 6 trajets, d) config. à 10 trajets

| Modèle à rayons        | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $GF_{analytique}$ [dB] | 5.96      | 10.18     | 11.92     | 12.54      |
| $GF_{simulation}$ [dB] | 6.03      | 10.25     | 12.01     | 12.63      |

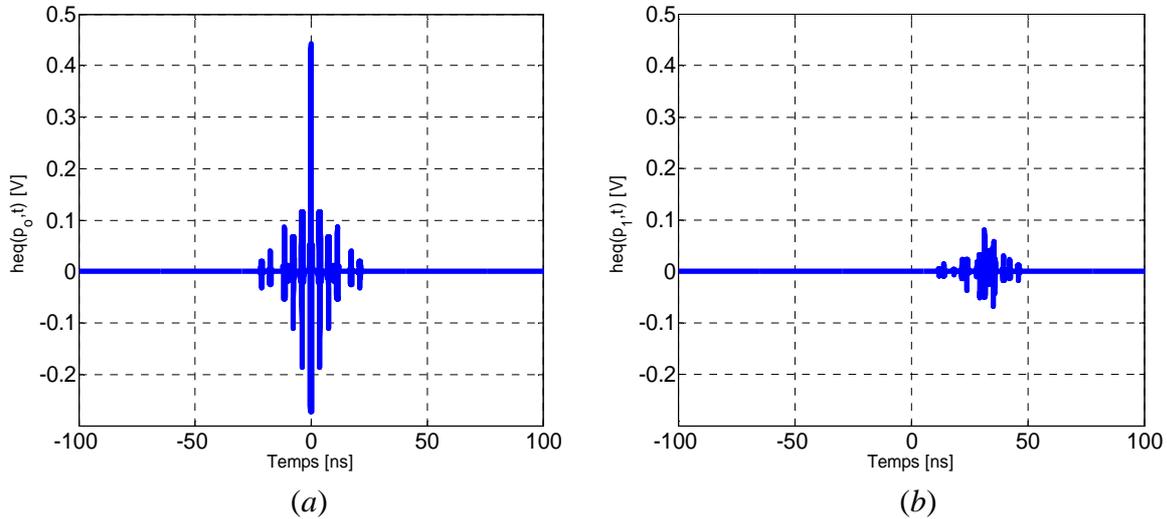
**Tableau 3.8 :**  $GF$  cas MISO 2 x 1 pour les configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets (études analytiques et simulations)

| Modèle à rayons        | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|------------------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $GF_{analytique}$ [dB] | 9.17      | 13.96     | 15.89     | 16.46      |
| $GF_{simulation}$ [dB] | 9.21      | 14.02     | 15.97     | 16.54      |

**Tableau 3.9 :**  $GF$  cas MISO 3 x 1 pour les configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets

Pour évaluer les performances en termes de focalisation spatiale, la configuration à 4 trajets qui a été appliquée dans le cas du modèle SISO a été adaptée au modèle MISO 2 x 1. Nous avons alors évalué, la RIC équivalente  $heq(p_0, t)$  du récepteur cible situé à la position de référence ( $p_0$ ) correspondant respectivement aux distances  $d_{0,1} = 10$  m et  $d_{0,2} = 15$  m entre  $Tx_1-Rx$  et  $Tx_2-Rx$ . Puis, la RIC équivalente  $heq(p_1, t)$  pour la position interférente ( $p_1$ ). Cette position correspond respectivement aux distances  $d_{1,1} = 11$  m et  $d_{1,2} = 13$  m entre  $Tx_1-Rx$  et  $Tx_2-Rx$ . Les **Figure 3.19a** et **3.19b** représentent respectivement  $heq(p_0, t)$  et  $heq(p_1, t)$ . Nous constatons une perte de focalisation de 14.84 dB en passant de la position cible  $p_0$  à la position interférente  $p_1$ . En comparant la focalisation spatiale obtenue avec une seule source émettrice (SISO) ( $FS_{[dB]} = 10.11$ ) à celle obtenue avec deux sources émettrices (MISO 2 x 1),

et en s'appuyant sur les résultats obtenus dans le cas général des configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets présenté au **Tableau 3.10**, nous pouvons confirmer que la focalisation spatiale profite également de la complexité du canal et de l'augmentation du nombre de sources émettrices, tout comme la focalisation temporelle.



**Figure 3.19** : a)  $heq(p_0, t)$  à la position  $p_0$  ; b)  $heq(p_1, t)$  à la position  $p_1$  (config. MISO 2x1, à 4 trajets)

| Modèle à rayon | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|----------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $FS_{[dB]}$    | 9.75      | 14.84     | 17.92     | 18.69      |

**Tableau 3.10** : Focalisation spatiale pour un déplacement de  $p_0$  à  $p_1$  (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets), cas MISO 2 x 1

### B. Cas du modèle IEEE 802.15.3a

Pour le cas du modèle IEEE 802.15.3a, les valeurs caractéristiques du modèle de Nakagami-m ont été explorées en tenant compte du nombre d'antennes  $N_t$ .

L'expression de la RIC équivalente est donnée par l'Eq. 3.76 :

$$heq_{MISO}(t) = E \left\{ \sum_{i=1}^{N_t} heq_i(t) \right\} \quad (3.76)$$

$$\text{avec } heq_i(t) = \int \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi}^2 s_{mi}(\tau - t_{mi}) s_{mi}(\tau + t - t_{mi}) d\tau$$

d'où

$$heq_{MISO}(t) = E \left\{ \int \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi}^2 s_{mi}(\tau - t_{mi}) s_{mi}(\tau + t - t_{mi}) d\tau \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= E \left\{ \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi}^2 \right\} \Phi'_{si}(t) \\
&= \sum_{i=1}^{N_t} \left[ E \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \alpha_{mi}^2 \right\} \right] \Phi'_{si}(t)
\end{aligned} \tag{3.77}$$

avec  $\Phi'_{si}(t) = \int_A s_i(\tau - t_i) s_i(\tau + t - t_i) d\tau$

en exploitant l'Eq 3.25 et 3.26, l'expression de  $heq_{MISO}(t)$  devient :

$$heq_{MISO}(t) = E_g \sum_{i=1}^{N_t} \Phi'_{si}(t) \tag{3.78}$$

Le PDP correspondant ( $PDP_{ULB-RT}^{MISO}(t)$ ) est donné par :

$$PDP_{ULB-RT}^{MISO}(t) = E \left\{ |heq_{MISO}(t)|^2 \right\} \tag{3.79}$$

Après développement, l'Eq. 3.79 devient :

$$PDP_{ULB-RT}^{MISO}(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \left\{ E_g^2 \Phi_{si}^{\prime 2}(t) + \frac{E_g^2}{2\tau_{rms}} * \left[ \left(1 + \Psi_{\Phi'_{si}}(t)\right) c_{1i} \exp(-t / \tau_{rms}) + \left(1 + \frac{1}{m'}\right) \frac{1}{\lambda} \Phi_{si}^{\prime 2}(t) \right] \right\} \tag{3.79 bis}$$

avec,  $c_{1i} \Psi_{\Phi'_{si}}(t) = \int_{A'} \phi_s(\xi + t) \phi_s(\xi - t) d\xi d\tau$ , où  $\Psi_{\Phi'_{si}}(t)$  est l'autocorrélation normalisée de

$$\Phi'_{si}(t) \quad \Psi_{\Phi'_{si}}(0) = 1$$

Le gain de focalisation correspondant est donné par l'Eq. 3.80.

$$GF_{[dB]} = 10 \text{Log}_{10} \left[ \frac{E_g \sum_{i=1}^{N_t} \tau_{rms} + c_{1i} + c_2}{N_t} \right] \tag{3.80}$$

avec  $c_2 = \left(1 + \frac{1}{m'}\right) \frac{1}{2\lambda}$  où  $m'$  représente la valeur  $m$  de Nakagami.

Les valeurs obtenues sur l'évaluation du gain de focalisation en résolution analytique et en simulation pour les configurations *MISO 2x1* et *MISO 3x1* sont respectivement représentées **Tableaux 3.11** et **3.12**. Ces valeurs correspondent aux modèles *CM1*, *CM2* et *CM3*. Les mêmes constats effectués dans le cas du modèle à rayons se retrouvent avec le modèle IEEE 802.15.3a. En effet, en prenant l'exemple de la configuration *MISO 3x1*, GF est passé de

14.56 dB pour le modèle CM1 à 20.12 dB pour le modèle CM3. Le gain de focalisation étant plus important dans la configuration *MISO 3x1* comparé aux configurations SISO ou *MISO 2x1*.

| Modèle IEEE 802.15.3a  | CM1   | CM2   | CM3   |
|------------------------|-------|-------|-------|
| $GF_{analytique}$ [dB] | 10.23 | 12.91 | 16.21 |
| $GF_{simulation}$ [dB] | 10.34 | 13.03 | 16.33 |

**Tableau 3. 11 :** *GF obtenu en analytique et en simulation cas du MISO 2x1 (modèle IEEE 802.15.3a)*

| Modèle IEEE 802.15.3a  | CM1   | CM2   | CM3   |
|------------------------|-------|-------|-------|
| $GF_{analytique}$ [dB] | 14.44 | 16.14 | 19.99 |
| $GF_{simulation}$ [dB] | 14.56 | 16.25 | 20.12 |

**Tableau 3. 12 :** *GF obtenu dans l'étude théorique et en simulation cas du MISO 3x1 (modèle IEEE 802.15.3a)*

Nous avons évalué dans cette première partie du chapitre, les performances apportées par le retournement temporel exprimées notamment en termes de focalisation temporelle et de focalisation spatiale. Les résultats obtenus montrent que, grâce à ses propriétés de focalisation temporelle et spatiale, le retournement temporel peut représenter un atout majeur pour certains systèmes ULB. Nous verrons dans la partie suivante, l'apport du RT en ce qui concerne les systèmes de localisation ULB. Nous menons dans ce but une étude comparative en termes de précision de localisation, entre un système de localisation ULB conventionnel et un système de localisation associant ULB et RT.

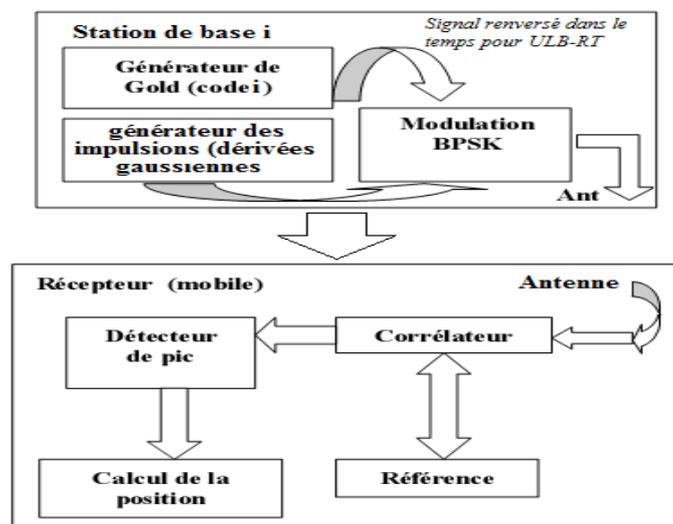
### 3. 4 Évaluation des performances des systèmes de localisation ULB conventionnel et ULB-RT

Pour évaluer de façon comparative les performances des systèmes de localisation ULB conventionnel et ULB-RT en termes de précision de localisation, nous avons modélisé les systèmes sous MATLAB<sup>TM</sup>, en effectuant l'étude dans le cas du modèle de canal exploitant la méthode des rayons ainsi que dans celui du modèle de canal IEEE 802.15.3a présentés précédemment. L'objectif consiste cette fois à évaluer la contribution du RT sur le système de localisation ULB, à nouveau en fonction de la complexité du canal.

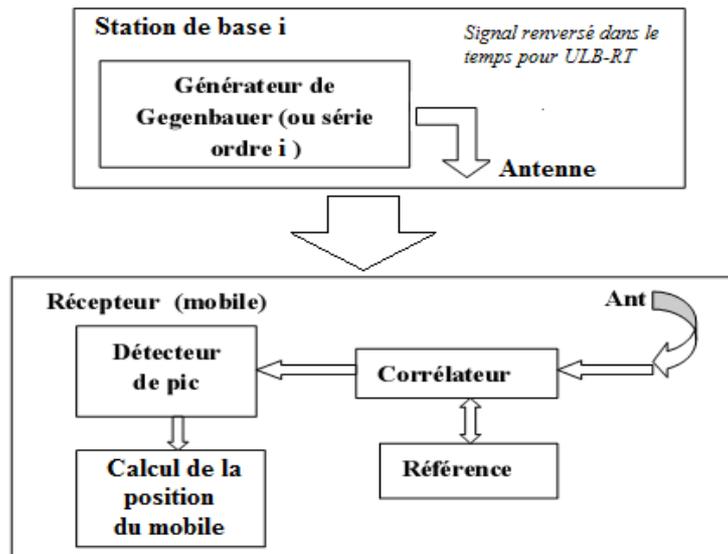
Dans cette section, nous décrivons d'abord le dispositif adopté en simulation puis, les principales évaluations ainsi que les résultats de simulation seront présentés.

### 3. 4. 1 Principes et dispositifs en simulation

A l'aide de trois stations de base, nous déterminons la position d'un mobile dans un plan 2D. Pour localiser le mobile, chaque station de base envoie son signal propre. Le système de localisation ULB / ULB-RT étudié se fonde sur deux techniques. La première technique (*ULB / DS-CDMA*) utilise les codes de Gold. Les codes de Gold sont utilisés pour leurs bonnes propriétés d'orthogonalité. Ils sont émis par le générateur pour différencier les signaux provenant des différentes stations de base. Ces codes générés sont ensuite modulés sous forme d'un train d'impulsions mono pulses de la seconde dérivée gaussienne ou monocycle avec une modulation BPSK. La seconde technique (*ULB / Gegenbauer*) est basée sur les fonctions modifiées de Gegenbauer. Pour cela, un ordre de fonction modifiée de Gegenbauer est attribué à chaque station de base. L'étape de codage de l'information ne sera pas nécessaire dans ce cas pour identifier les stations de base les unes des autres. En effet, chaque forme d'onde étant différente, il sera aisé de retrouver de quelle station de base provient le signal reçu lors de la réception à l'aide d'une simple corrélation. Le signal (*modulé dans le cas de l'ULB / DS-CDMA*) est injecté dans le canal de propagation (*signal préalablement enregistré et renversé dans le temps dans le cas de l'ULB-RT*). A la réception, le signal reçu est corrélé avec un signal de référence. Par la suite, une unité de traitement basée sur la technique TDOA, combinée à l'algorithme de Chan (*voir chapitre 2*) est utilisée pour calculer la position du mobile. Les **Figures 3.20 et 3.21** présentent respectivement une illustration du principe des systèmes de localisation ULB / ULB-RT/DS - CDMA et ULB / ULB - RT / Gegenbauer utilisés.



**Figure 3. 20 :** Principe du système de localisation ULB/ULB-RT exploitant la technique DS-CDMA



**Figure 3. 21 :** Principe du système de localisation ULB/ULB-RT exploitant la technique des fonctions modifiées de Gegenbauer

L'erreur de positionnement est donnée par la différence entre la position calculée et la position réelle du mobile. L'évaluation de cette erreur est effectuée sur les modèles de canaux IEEE 802.15.3a (*CM1*, *CM2* et *CM3*), d'une part et, d'autre part, sur le modèle utilisant la méthode des rayons avec les configurations à 2, 4, 6, 10 trajets. Un bruit blanc additif gaussien (*AWGN*) est également superposé au canal.

### 3. 4. 2 Étude comparative des performances des systèmes de localisation ULB conventionnel et ULB-RT

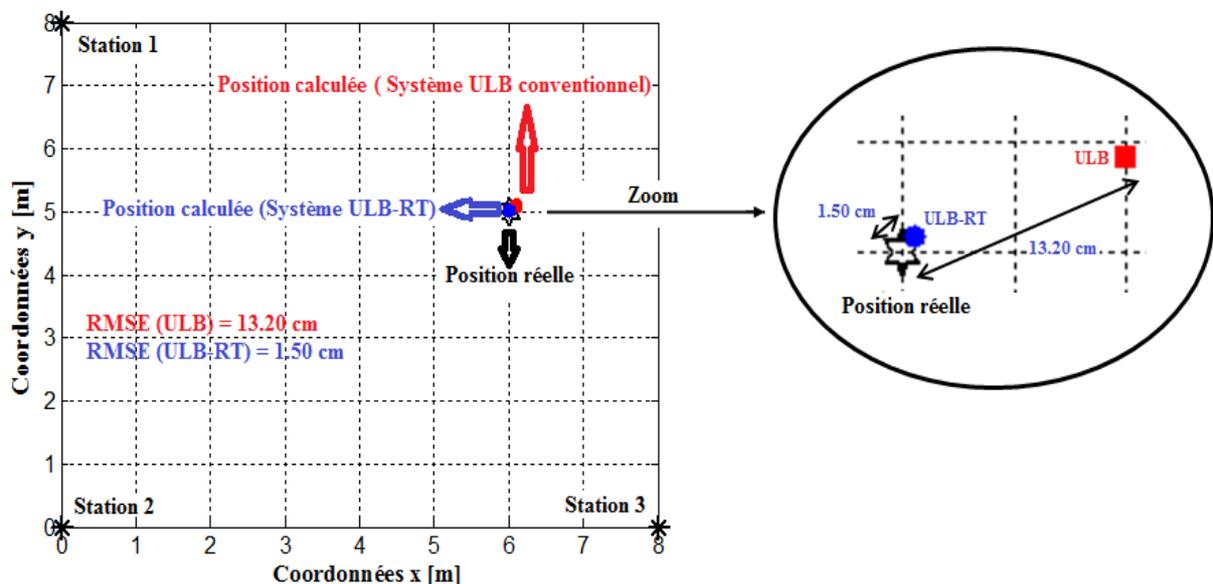
Pour l'étude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT, nous utilisons, dans un premier temps, le cas de l'ULB conventionnel (*sans RT*) pour localiser le mobile puis, l'information de localisation obtenue sur la position du mobile est utilisée comme référence pour le système ULB-RT. La comparaison est basée sur le calcul de l'Erreur Quadratique Moyenne sur la précision de localisation (où *RMSE* : *Root Mean Square Error en anglais*) entre les deux systèmes. Les coordonnées sélectionnées des stations émettrices et de la position vraie du récepteur sont présentées **Tableau 3.13**.

|                  | Position sur l'axe des x (m) | Position sur l'axe des y (m) |
|------------------|------------------------------|------------------------------|
| <b>Station 1</b> | 0                            | 8                            |
| <b>Station 2</b> | 0                            | 0                            |
| <b>Station 3</b> | 8                            | 0                            |
| <b>Récepteur</b> | 6                            | 5                            |

**Tableau 3. 13 :** Coordonnées des stations de bases

## A. Cas du modèle utilisant la méthode des rayons

Pour ce modèle, nous considérons d'abord la configuration à 10 trajets avec superposition d'un canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN). Dans ce cas particulier, trois stations de bases émettent leur signaux (*renversés dans le cas de l'ULB-RT*). Après réception et traitement au niveau du récepteur, la position estimée est comparée à la position réelle du récepteur (*mobile à localiser*) pour déterminer l'erreur de précision. La **Figure 3.22** présente le résultat de l'étude comparative entre les deux systèmes. Dans ce cas de figure, où un SNR de 8 dB est utilisé, nous obtenons une meilleure précision de localisation avec le système ULB-RT ( $RMSE = 1.50\text{ cm}$ ) comparée au système ULB conventionnel ( $RMSE = 13.20\text{ cm}$ ).



**Figure 3. 22 :** Etude comparative portant sur l'erreur de précision entre les systèmes ULB et ULB-RT (cas de la configuration à 10 trajets)

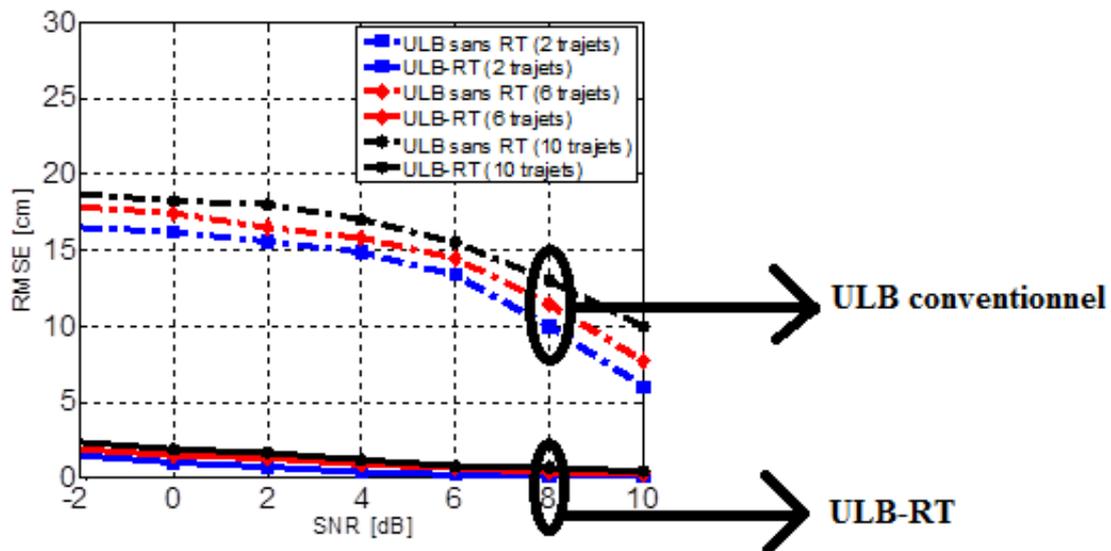
Pour confirmer ces résultats, nous avons répété cette opération pour les configurations à 2, 6 et 10 trajets. Un nombre important d'itérations est effectué (2000 itérations) puis, le RMSE est calculé. Le **Tableau 3.14** présente les résultats des simulations. On remarque à nouveau que le système ULB-RT procure de meilleures performances. En effet dans le cas étudié, l'erreur sur la précision est de 13 cm pour le système ULB conventionnel, elle n'est plus que de 1.38 cm pour le système ULB-RT simulé.

Ces résultats préliminaires montrent que dans ce modèle 2D, l'association des techniques ULB et RT permet d'obtenir, dans ces conditions idéales de simulation, une localisation très précise en accord avec le niveau de précision décimétrique requis pour une application en environnement ferroviaire.

| Modèle à rayons | GF [dB] | RMSE ULB [cm] | RMSE ULB-RT [cm] |
|-----------------|---------|---------------|------------------|
| 2 trajets       | 2.97    | 10.0          | 0.15             |
| 6 trajets       | 6.27    | 11.40         | 1.07             |
| 10 trajets      | 6.30    | 13.0          | 1.38             |

**Tableau 3. 14** : Etude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT en termes de gain de focalisation et d'erreur de localisation (config. à 2, 6, 10 trajets ; SNR = 8 dB)

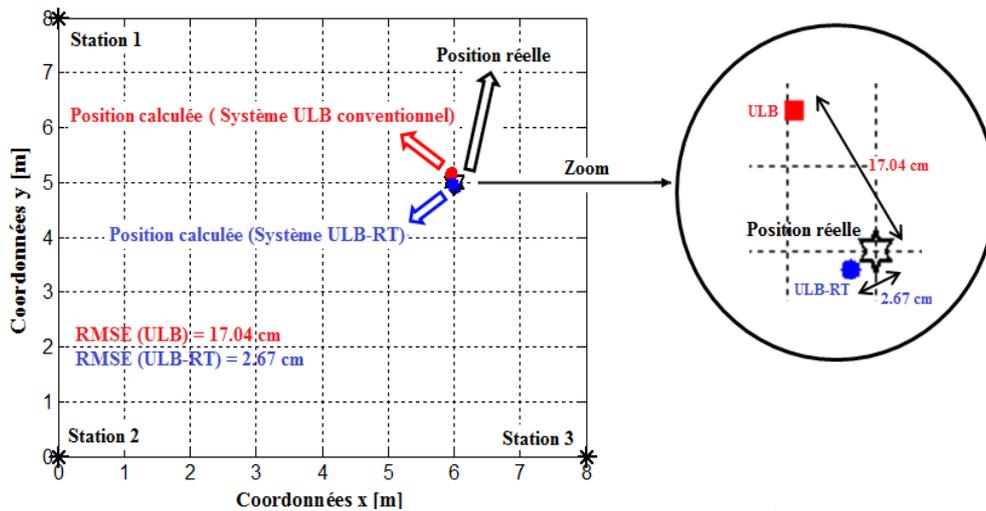
La RMSE est ensuite évaluée en fonction du SNR pour les configurations à 2, 6 et 10 trajets. Les résultats sont présentés **Figure 3.23**. Ceux obtenus pour le système ULB conventionnel puis avec le système ULB-RT avec les configurations à 2, 6 et 10 trajets montrent un avantage significatif pour les systèmes ULB-RT. Nous notons que tant que  $SNR > 2$  dB, l'erreur de localisation reste limitée.



**Figure 3. 23** : Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE Vs SNR pour les configurations à 2, 6 et 10 trajets

### B. Cas du modèle IEEE 802.15.3a

Ce principe d'étude est appliqué au modèle IEEE 802.15.3a. Le modèle de canal constitue le seul élément modifié. Afin d'effectuer une étude comparative, l'erreur sur la précision de localisation est à nouveau évaluée dans le cas du système ULB conventionnel puis dans le cas du système ULB-RT afin d'effectuer une étude comparative. **Figure 3.24**, les résultats portant sur l'évaluation de l'erreur de précision pour la localisation d'un mobile (*récepteur*) utilisant 3 sources sont présentés. Le cas particulier du modèle de canal *CM3* est exploité en superposant un canal à bruit blanc additif gaussien avec un SNR de 8 dB. Une fois de plus, le système ULB-RT procure une meilleure précision avec une erreur de 2.67 cm comparée au système ULB conventionnel qui présente une erreur de 17.04 cm.



**Figure 3. 24 :** Etude comparative de l'erreur de précision entre les systèmes ULB et ULB-RT (cas du modèle de canal CM3)

Ces résultats, sont confirmés par une étude générale menée avec les modèles de canal *CM1*, *CM2* et *CM3*. Dans ces cas, 5000 tirages sont effectués sur chaque modèle de canal. La RMSE est ensuite déterminée pour le système ULB conventionnel et le système ULB-RT afin de comparer les résultats obtenus. Le **Tableau 3.15** présente l'étude comparative entre les deux systèmes ; les résultats sur l'évaluation du gain de focalisation et de la RMSE sont présentés pour un SNR de 8 dB. Nous observons à nouveau, que l'association de l'ULB au RT réduit considérablement l'erreur de localisation. En effet, dans le cas général traité pour le modèle *CM3*, l'erreur de localisation est de 16.09 cm pour le système ULB conventionnel, elle n'est que de 2.10 cm pour le système ULB-RT. Cette remarque est aussi valable pour les modèles de canal *CM1* et *CM2*.

|     | GF [dB] | RMSE [cm] pour le système ULB conventionnel | RMSE [cm] pour le système ULB-RT |
|-----|---------|---|----------------------------------|
| CM1 | 7.31    | 11.10                                       | 1.32                             |
| CM2 | 8.11    | 13.03                                       | 1.72                             |
| CM3 | 10.80   | 16.81                                       | 2.10                             |

**Tableau 3. 15 :** Etude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT en termes de gain de focalisation et d'erreur de localisation (modèle de canal *CM1*, *CM2* et *CM3* ; SNR=8 dB)

La RMSE est aussi évaluée en fonction du SNR pour les trois modèles de canal. La **Figure 3.25** présente les résultats. Ces derniers confirment ceux obtenus précédemment. En effet pour toutes les valeurs de SNR envisagées, la RMSE correspondant au système ULB-RT est plus faible que celle du système ULB conventionnel. Par ailleurs, l'écart entre les courbes correspondant aux modèles *CM1*, *CM2* et *CM3* est plus large dans le cas du système ULB conventionnel.

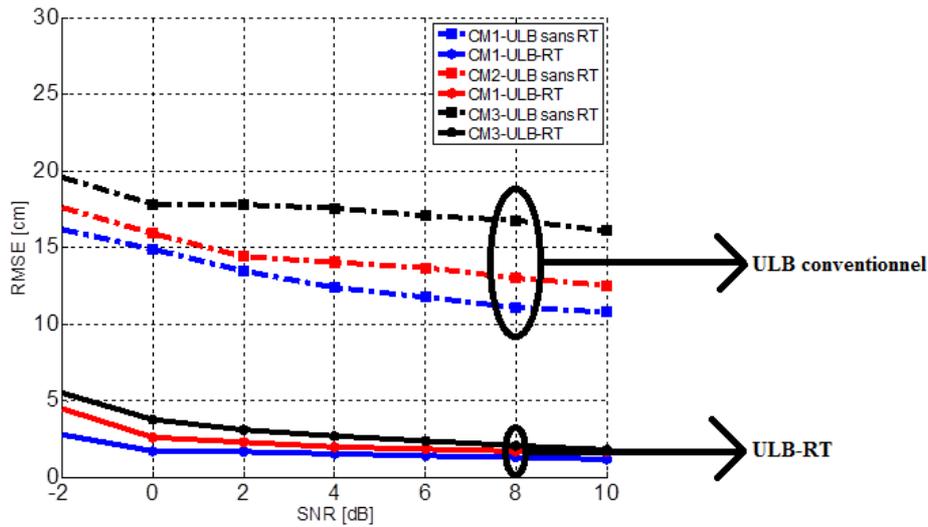


Figure 3.25 : Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE Vs SNR pour les modèles de canal CM1, CM2 et CM3

### 3.4.3 Impact de la forme d'onde

La forme d'onde étant directement reliée au spectre d'émission, il paraît important d'évaluer son impact sur la précision de localisation. Nous avons souligné précédemment que des recherches ont montré que les fonctions des polynômes de Gegenbauer sont aussi des candidats potentiels pour les applications de localisation ULB. Afin de vérifier ceci sur le système ULB-RT proposé, nous menons une étude comparative entre les formes d'ondes monocycles, la seconde dérivée gaussienne et les polynômes de Gegenbauer en termes de focalisation temporelle (*gain de focalisation*) et de précision sur la localisation. Le gain de focalisation (*GF*) et la RMSE sont évalués en utilisant le modèle de canal à 10 trajets et le modèle CM3. Les paramètres de simulation sont présentés au **Tableau 3.16**.

| Formes d'onde                        | SNR  | Configuration       | Portée |
|--------------------------------------|------|---------------------|--------|
| Monocycle                            | 8 dB | SISO, MISO<br>3 x 1 | 12 m   |
| 2 <sup>nd</sup> e dérivée Gaussienne | 8 dB | SISO, MISO<br>3 x 1 | 12 m   |
| Gegenbauer                           | 8 dB | SISO, MISO<br>3 x 1 | 12 m   |

Tableau 3.16 : Paramètres de simulations

Les résultats obtenus sur l'évaluation de GF et de FS pour les formes d'ondes monocycle et Gegenbauer d'ordre sont respectivement représentés aux **Tableaux 3.17** et **3.18** pour le modèle à rayons et aux **Tableaux 3.19** et **3.20** pour le modèle IEEE 802.15.3a. Ces résultats correspondent à la configuration SISO.

| Modèle à rayons | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|-----------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $GF[dB]$        | 2.58      | 4.98      | 5.28      | 5.46       |
| $FS[dB]$        | 5.45      | 6.89      | 8.16      | 8.27       |

**Tableau 3. 17 :**  $GF$  et  $FS$  pour le monocycle (cas du modèle à rayon)

| Modèle IEEE 802.15.3a | CM1  | CM2  | CM3  |
|-----------------------|------|------|------|
| $GF[dB]$              | 6.29 | 6.93 | 9.91 |

**Tableau 3. 18 :**  $GF$  pour le monocycle (cas du modèle IEEE 802.15.3a)

| Modèle à rayons | 2 trajets | 4 trajets | 6 trajets | 10 trajets |
|-----------------|-----------|-----------|-----------|------------|
| $GF[dB]$        | 2.69      | 5.26      | 5.63      | 5.86       |
| $FS[dB]$        | 5.63      | 7.15      | 8.49      | 8.65       |

**Tableau 3. 19 :**  $GF$  et  $FS$  pour la fonction de Gegenbauer (cas du modèle à rayon)

| Modèle IEEE 802.15.3a | CM1  | CM2  | CM3   |
|-----------------------|------|------|-------|
| $GF[dB]$              | 6.67 | 7.46 | 10.47 |

**Tableau 3. 20 :**  $GF$  pour la fonction de Gegenbauer (cas du modèle IEEE 802.15.3a)

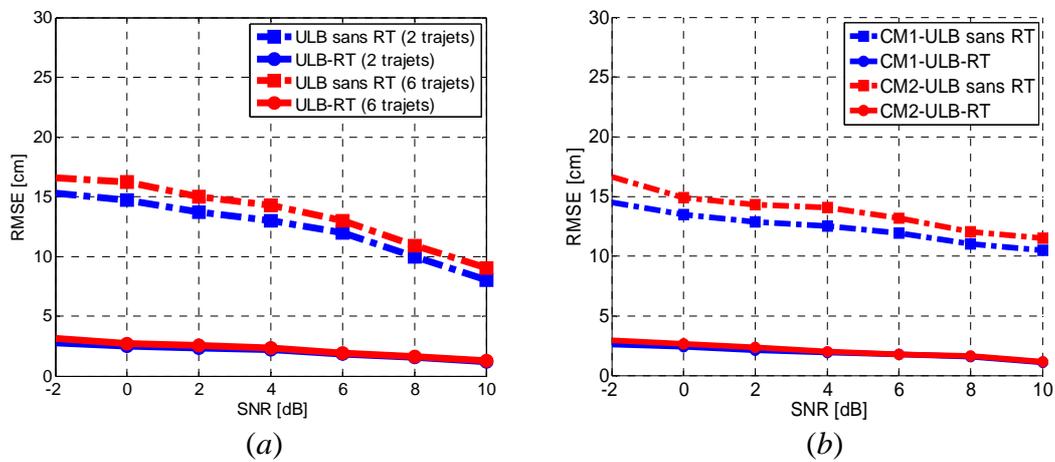
En comparant les valeurs obtenues de  $GF$  et  $FS$  pour les formes d'ondes monocycles et celles générés par les polynômes de Gegenbauer, nous constatons un léger avantage, pouvant atteindre 0.5 dB, au profit de la forme d'onde issue des polynômes de Gegenbauer. Il semble qu'une meilleure concentration de l'énergie dans le lobe principal de l'impulsion puisse expliquer ce léger gain. Par ailleurs, le même constat qu'effectué précédemment, à savoir l'augmentation de  $GF$  et  $FS$  en fonction de la complexité du canal, reste valide pour toutes les formes d'ondes considérées.

Nous avons ensuite exploité les configurations MISO 3x1. Les résultats obtenus sur le gain de focalisation (**Tableau 3.21**) montrent que la focalisation temporelle dépend légèrement des formes d'ondes utilisées. En effet, la différence sur les valeurs de  $GF$  entre la seconde dérivée Gaussienne, le monocycle et les polynômes de Gegenbauer est de l'ordre de 2 dB pour le modèle à 10 trajets et 3 dB pour le modèle CM3, la seconde dérivée gaussienne présentant le gain de focalisation le plus élevé avec 10 dB. Ces remarques restent valables tant pour le modèle exploitant la méthode des rayons que pour le modèle de canal IEEE 802.15.3a.

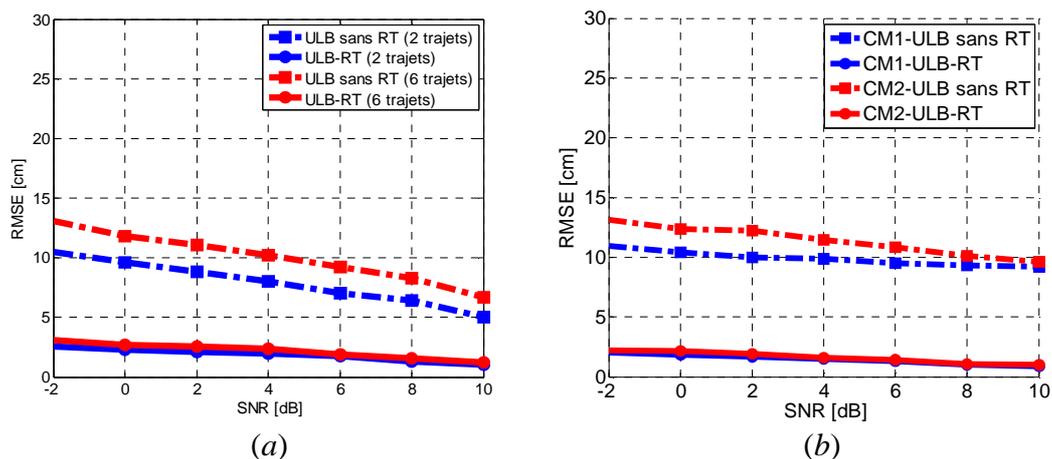
| Formes d'onde                 | 2 <sup>nde</sup> dérivée Gaussienne | Monocycle | Gegenbauer |
|-------------------------------|-------------------------------------|-----------|------------|
| $GF [dB]$ modèle à 10 trajets | 16.54                               | 14.62     | 15.03      |
| $GF [dB]$ modèle CM3          | 20.12                               | 16.92     | 17.22      |

**Tableau 3. 21 :** Impact de la forme d'onde sur le gain de focalisation

Afin de vérifier l'impact du choix de la forme d'onde sur la précision du système de localisation, nous déterminons maintenant l'erreur de positionnement en localisation RMSE en fonction du SNR pour les formes d'ondes monocycles et de Gegenbauer. Les mêmes principes de localisation qu'adoptés précédemment sont appliqués. Les résultats de simulation sont respectivement présentés **Figures 3.26a** et **3.26b** pour le monocycle dans le cas du modèle à rayons (2 et 6 trajets) puis, dans le cas du modèle IEEE 802.15.3a (CM1 et CM2). Ceux correspondant aux formes d'ondes issues des fonctions de Gegenbauer sont présentés **Figures 3.27a** et **3.27b**. Comme nous l'attendions, sur l'ensemble des résultats, nous constatons que le système ULB-RT offre de meilleures performances de localisation comparées au système ULB conventionnel.



**Figure 3. 26 :** Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE vs SNR ; a) pour le modèle à rayon avec 2 et 6 trajets, b) pour le modèle IEEE 802.15.3a CM1 et CM2 (forme d'onde monocycle)



**Figure 3. 27 :** Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE vs SNR ; a) pour le modèle à rayon avec 2 et 6 trajets, b) pour le modèle IEEE 802.15.3a CM1 et CM2 (fonction de Gegenbauer)

Les **Figure 3.28** et **3.29** présentent, selon les deux modèles envisagés, les résultats sur l'évaluation du RMSE en fonction du SNR pour les trois types de formes d'ondes étudiés avec le système ULB conventionnel et le système ULB-RT. Nous constatons que pour le

système ULB conventionnel, les performances en termes de précision de localisation sont également meilleures en utilisant les formes d'ondes de Gegenbauer, ceci est dû notamment à la bonne orthogonalité des signaux générés. Dans le cas du système ULB-RT, toute l'énergie de la seconde dérivée gaussienne est concentrée dans le lobe principal, ceci explique probablement en grande partie le gain de focalisation plus important obtenu, comparé aux formes d'ondes monocycle et issues des polynômes de Gegenbauer. Une évolution de même nature se retrouve lors de l'évaluation de l'erreur de positionnement. Pour les deux systèmes ULB conventionnel et ULB-RT, la forme d'onde monocycle présente ainsi le plus faible niveau de performance.

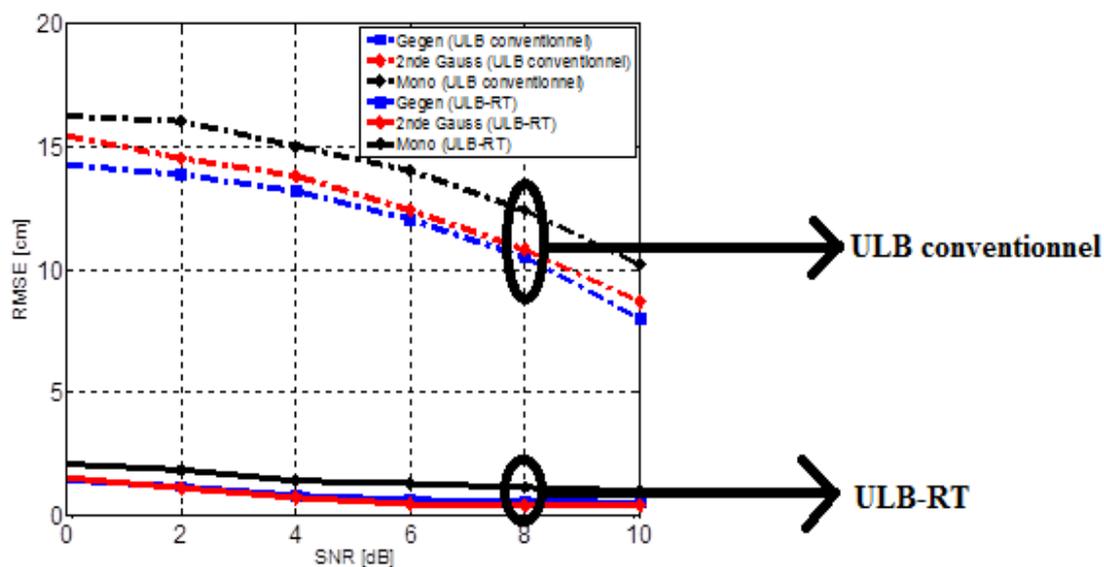


Figure 3. 28 : Impact de la forme d'onde sur le RMSE (Méthode des rayons - 10 trajets)

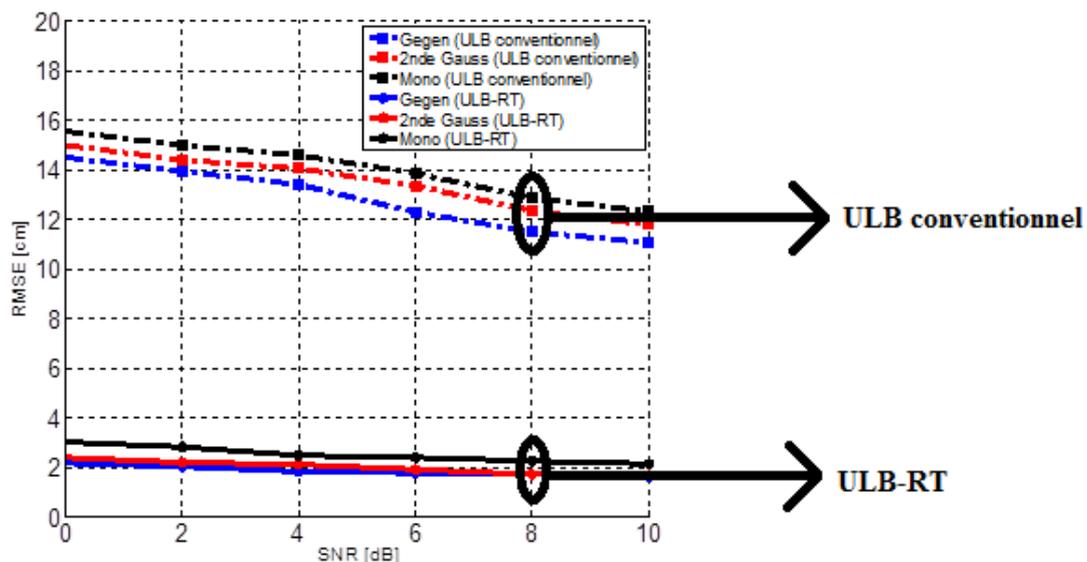
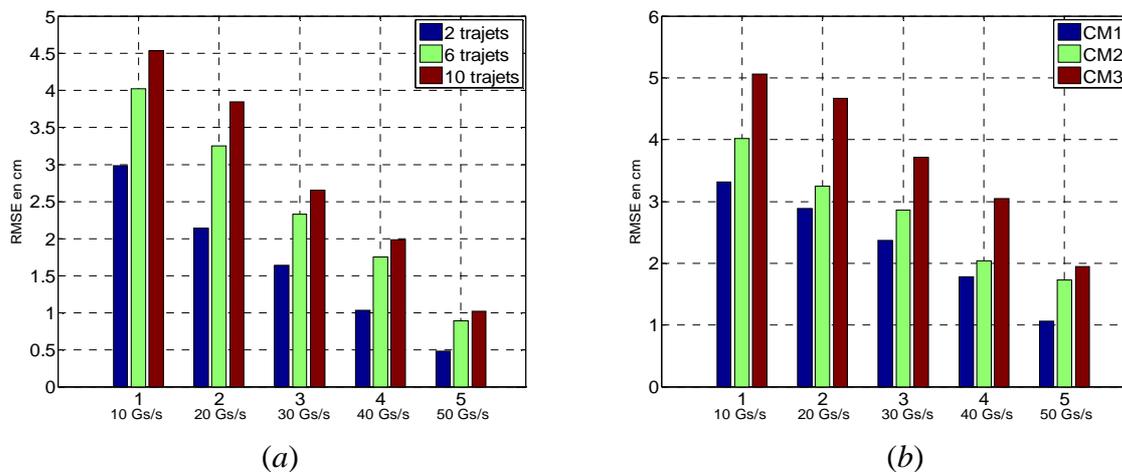


Figure 3. 29 : Impact de la forme d'onde sur le RMSE (Modèle IEEE 802.15.3a CM3)

### 3. 4. 4 Impact de la fréquence d'échantillonnage

Afin d'évaluer l'impact de la fréquence d'échantillonnage sur la précision de localisation du système ULB-RT, nous avons évalué le RMSE associé à l'erreur de localisation pour des valeurs de fréquence d'échantillonnage de 10Gs/s, 20 Gs/s, 30 Gs/s, 40 Gs/s et 50 Gs/s de nos signaux reçus. Les modèles de canaux considérés sont le modèle exploitant la méthode des rayons (2, 6, 10 trajets) ainsi que les modèles *CM1*, *CM2* et *CM3* de l'IEEE 802.15.3a. Les **Figures 3.30a** et **3.30b** présentent respectivement les résultats obtenus pour ces deux modèles. Nous remarquons, d'une part, que plus la fréquence d'échantillonnage augmente, meilleure est la précision de localisation. D'autre part, avec ce système ULB-RT, nous obtenons de bons résultats en termes de précision dès que le seuil de 10 Gs/s est franchi. En effet, en prenant l'exemple du modèle à 10 trajets, à 10 Gs/s, l'erreur sur la précision est de 4.53 cm, elle passe à 1.02 cm à 50 Gs/s. Ces résultats sont à mettre en perspective avec la très faible largeur des impulsions employées. Bien que l'erreur de localisation s'améliore avec la fréquence d'échantillonnage, un compromis est nécessaire à établir prenant en compte la lenteur et la lourdeur du calcul ainsi que le coût actuel de l'équipement associé.



**Figure 3. 30 :** Impact de la fréquence d'échantillonnage sur le RMSE ; a) Méthode des rayons avec 6 et 10 trajets, b) modèle *CM1*, *CM2* et *CM3* ; (*SNR* = 8 dB)

### 3. 4. 5 Impact de l'erreur de désynchronisation (*Timing jitter*)

Le jitter est un paramètre lié à la fréquence d'échantillonnage ou à la fréquence d'horloge du système. Il est considéré comme une source d'erreur liée à une latence déterministe ou aléatoire introduite par les imperfections technologiques. Le jitter est le paramètre le plus critique pour la phase de synchronisation car il affecte la corrélation des signaux au niveau du récepteur et, par conséquent la capacité de localisation, notamment celle basée sur la

technologie ULB. En effet, les systèmes impulsions ULB utilisent des impulsions ultra-courtes et sont donc vulnérables au phénomène du jitter. Il est donc intéressant de mesurer son impact sur la précision de localisation des systèmes ULB conventionnel et ULB-RT afin de déterminer la valeur de jitter tolérable en pratique pour les sources d'émission.

### 3. 4. 5. 1 Description du modèle

Pour la description du modèle prenant en compte le jitter, nous considérons l'expression de la forme d'onde de la seconde dérivée gaussienne décrite dans la sous-section 3.2.2.1 :

$$s(t) = [1 - 4\pi(\frac{t - t_d}{w})]e^{-2\pi(\frac{t - t_d}{w})^2} \quad (3.81)$$

En considérant l'intervalle d'échantillonnage  $\Delta_s$ , les échantillons reçus et traités sont donnés par l'Eq. 3.82 (le bruit additif étant ignoré).

$$s(n\Delta_s + \varepsilon) = [1 - 4\pi(\frac{n\Delta_s + \varepsilon - t_d}{w})]e^{-2\pi(\frac{n\Delta_s + \varepsilon - t_d}{w})^2} \quad (3.82)$$

Où  $\varepsilon$  représentent le temps de désynchronisation (*timing jitter*) et  $n$  la fréquence d'échantillonnage. Ce jitter peut être modélisé tel un processus gaussien stationnaire avec une moyenne nulle et une variance  $\sigma_j^2$  donnée par :

$$p(T; (0, \sigma_j^2)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_j}} e^{-\frac{T^2}{2\sigma_j^2}} \quad (3.83)$$

### 3. 4. 5. 2 Conséquence de l'erreur de désynchronisation sur les systèmes de localisation ULB et ULB-RT

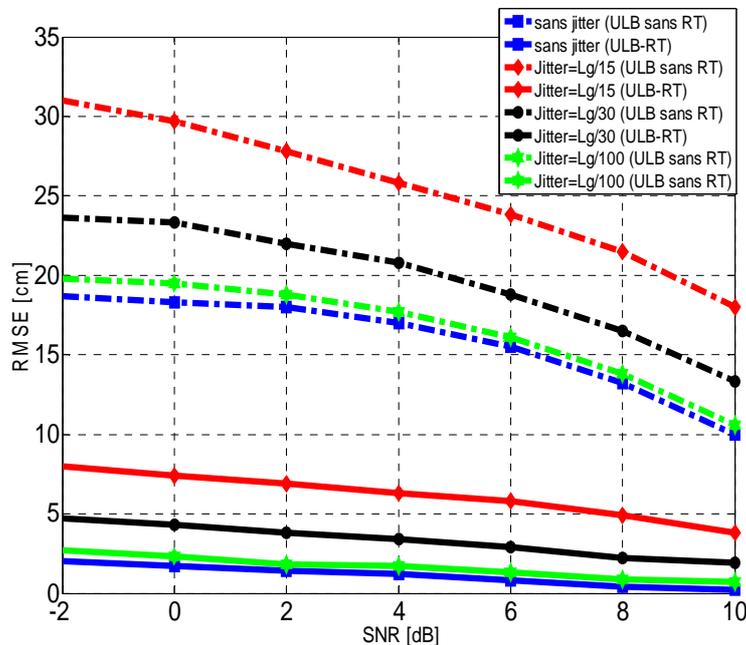
L'effet du jitter sur un système radio impulsions dépend du type de modulation utilisé. Cependant un effet sous-jacent est que le jitter déforme la propriété de corrélation du signal de base d'où l'effet de « bruit de désynchronisation ». Pour évaluer l'impact du jitter sur le système de localisation ULB conventionnel et ULB-RT, nous avons considéré les mêmes paramètres de simulations que présentés précédemment en introduisant le jitter via l'expression (Eq. 3.82). Pour le cas du système ULB-RT, le jitter aura cependant un double impact car le signal est d'abord émis en tenant compte du jitter dans cette première phase, puis enregistré, retourné dans le temps et réémis. L'écart type du jitter varie généralement de 10 à 150 ps dans les récepteur ULB. Nous avons considéré les valeurs du jitter en fonction de la largeur de l'impulsion ( $L_g = 0.5 ns$ ) (**Tableau 3.22**)

| Proportionnalité sur la largeur d'impulsion | $L_g / 15$ | $L_g / 30$ | $L_g / 100$ |
|---|------------|------------|-------------|
| Ecart-type du jitter (ps)                   | 33.3       | 16.66      | 5           |

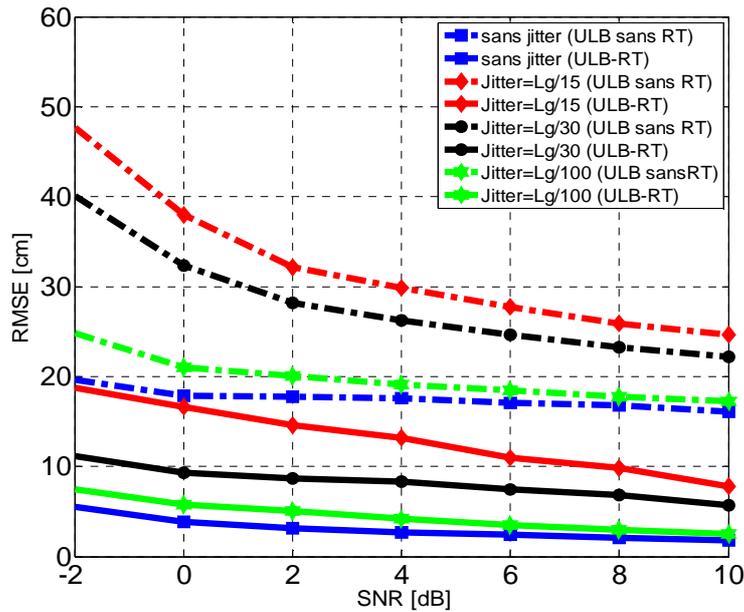
**Tableau 3. 22 :** Valeurs du jitter en fonction de la largeur d'impulsion

La simulation est effectuée en utilisant le modèle de canal utilisant la méthode des rayons (configuration à 10 trajets) et le modèle de canal IEEE 802.15.3a (CM3). Nous évaluons la RMSE en fonction du SNR pour les différentes valeurs du jitter dans le cas du système ULB conventionnel ainsi que dans le cas du système ULB-RT. Les **Figures 3.31** et **3.32** fournissent respectivement les résultats obtenus avec le modèle exploitant la méthode des rayons et le modèle IEEE 802.15.3a.

Dans tous les cas de figure traités, le jitter possède une influence non-négligeable sur les performances des deux systèmes. En effet, l'erreur de localisation augmente avec celui-ci. Nous devons donc en tenir compte dans le cas d'une implémentation du dispositif. Par ailleurs, en comparant l'effet du jitter sur nos deux systèmes, nous constatons que pour les valeurs considérées et en dépit du double impact sur le système ULB-RT, ce dernier présente toujours de meilleurs résultats en termes d'erreur de positionnement, comparé au système ULB conventionnel.



**Figure 3. 31 :** Impact du jitter sur le système de localisation ULB conventionnel et ULB-RT; (cas du modèle exploitant la méthode des rayons ; configuration à 10 trajets)



**Figure 3.32 :** Impact du jitter sur le système de localisation ULB conventionnel et ULB-RT; (cas du modèle IEEE 802.15.3a ; CM3)

### 3.5 Conclusion

Nous avons entamé ce chapitre par l'étude des propriétés du retournement temporel au moyen des paramètres de focalisation temporelle et de focalisation spatiale. Son apport à l'ULB en utilisant les modèles de canaux basés sur une approche déterministe fondée sur la méthode des rayons et les modèles IEEE 802.15.3a a été examiné. Les résultats obtenus à la suite de cette étude ont montré que le RT permet une focalisation spatio-temporelle effective de l'énergie. Nous avons montré par ailleurs que la complexité du canal et la multiplicité des sources émettrices représentent un atout pour le RT. En effet, plus le canal devient complexe meilleure est la focalisation. De la même façon, plus le nombre de sources émettrices augmente, meilleure est également la focalisation.

Nous avons par la suite effectué une étude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT en termes d'erreur sur la précision en localisation. Pour ce faire, nous avons pris en considération plusieurs paramètres tels que la forme d'onde, la fréquence d'échantillonnage ou encore la désynchronisation des sources. Les résultats de simulation obtenus ont montré que pour tous les cas de figure étudiés et pour tous les modèles de canaux utilisés, le système ULB-RT offre de meilleures performances en termes de précision en localisation.

La contribution majeure dans ce chapitre est d'avoir proposé une solution (*association de l'ULB au RT*) permettant d'améliorer les performances des systèmes de localisation ULB tout en réduisant la lourdeur des traitements au niveau du récepteur.

Dans un dernier chapitre nous abordons la phase de validation des résultats théoriques et de simulation en procédant à des tests expérimentaux menés en chambre anéchoïque et en environnement indoor.

# **Chapitre 4 : Validation expérimentale du système de localisation ULB-RT**

## 4. 1 Introduction

Après avoir présenté dans le chapitre 3 l'ensemble des résultats théoriques et de simulation portant sur l'évaluation des caractéristiques du RT et son apport à l'ULB pour la localisation, nous développons dans ce quatrième chapitre la partie expérimentale de notre travail de thèse. Cette partie expérimentale possède pour objectif principal de valider les résultats obtenus en théorie et en simulation. Pour ce faire, nous décrivons d'abord le dispositif expérimental mis en œuvre et l'ensemble des éléments d'expérimentation. Puis, dans une deuxième partie du chapitre, nous présentons le principe d'expérimentation et les résultats obtenus sur l'évaluation des caractéristiques du RT. La dernière partie du chapitre est consacrée au principe d'expérimentation et aux résultats obtenus concernant l'évaluation des performances du système de localisation ULB-RT.

## 4. 2 Dispositif et paramètres d'expérimentation

Une description générale du dispositif expérimental est effectuée dans cette section en présentant l'environnement de tests et les principaux outils nécessaires à l'expérimentation.

### 4. 2. 1 Description générale

Nous avons considéré deux types d'environnement : un environnement de type indoor et un environnement de type chambre anéchoïque. Ces environnements seront décrits plus précisément dans la section suivante. Dans chaque type d'environnement, différentes configurations géométriques, portant sur le type de transmission utilisé (*SISO ou MIMO*), sur la nature des objets agissant sur l'environnement, mais aussi sur le positionnement des antennes sont adoptées. Différents jeux de paramètres sont mis en œuvre afin de vérifier l'impact du canal sur les performances du système de localisation ULB-RT. La **Figure 4.1** présente un exemple de dispositif expérimental indoor tel qu'utilisé, les principaux éléments le constituant sont décrits dans la section suivante.

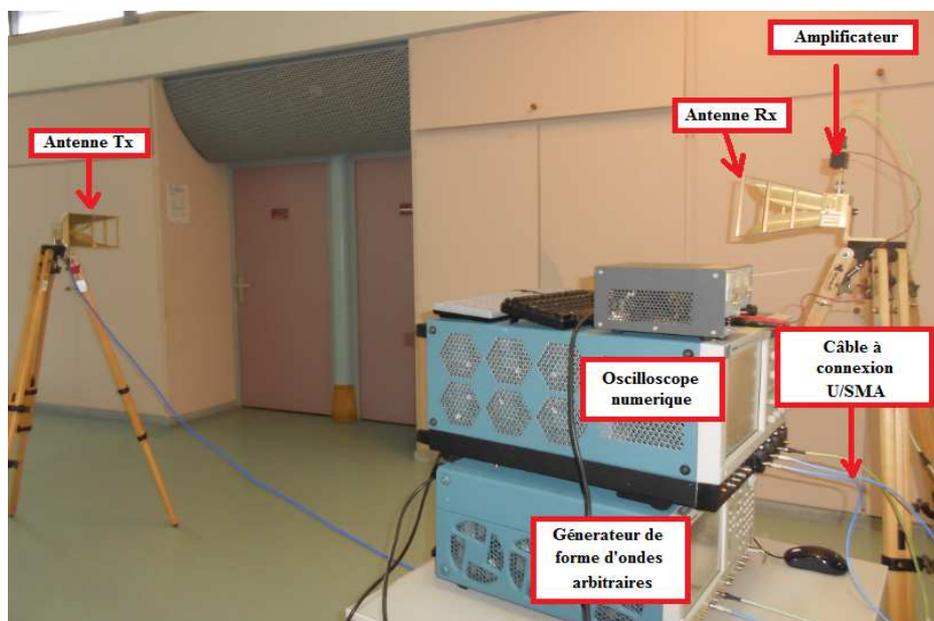
### 4. 2. 2 Environnement de type chambre anéchoïque

La chambre anéchoïque utilisée est celle du laboratoire IEMN-TELICE (*Télécommunication, Interférences et Compatibilité Electromagnétique*) de l'Université de Lille 1. Cette chambre anéchoïque est de dimension 7 x 7 x 3 m, elle est opérationnelle de 100 MHz à 10 GHz.

- i. Une configuration en SISO composée d'une antenne en émission et d'une antenne en réception ;
- ii. Une configuration en MISO 2x1 composée de deux antennes en émission et d'une antenne en réception ;
- iii. Une configuration en MISO 3x1 composée de trois antennes en émission et d'une antenne en réception.

Pour chaque type de configuration, cinq cas de figure sont considérés :

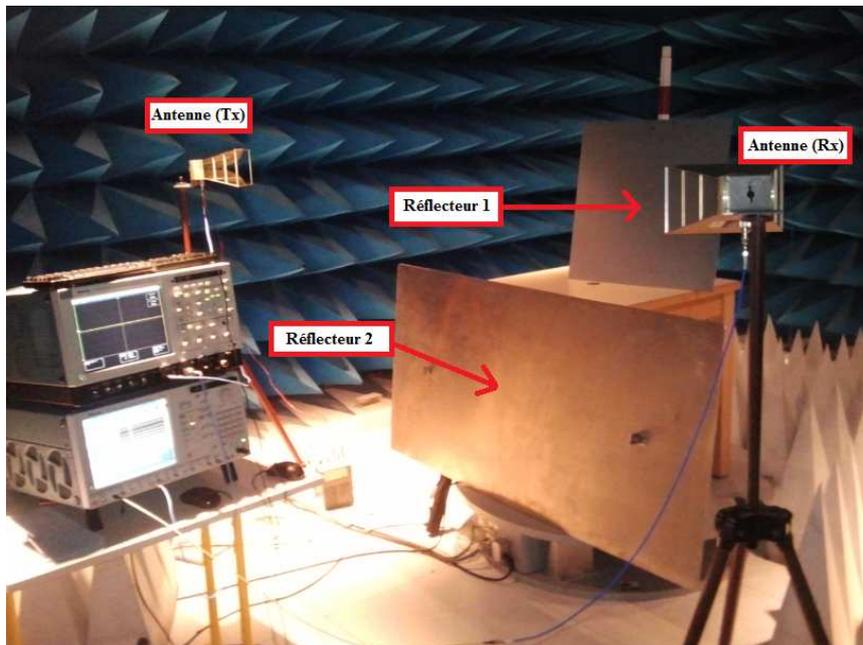
- Premier cas de figure : l'environnement de type chambre anéchoïque est considéré tel quel, sans ajout de réflecteurs métalliques passifs particulier ;
- Deuxième cas de figure : une plaque métallique est introduite en guise de réflecteur entre émetteurs et récepteur afin de générer de premiers multitrajets ;
- Troisième cas de figure : deux plaques réflectrices sont introduites afin d'augmenter le nombre de réflexion des signaux ;
- Quatrième cas de figure : trois plaques sont introduites, afin d'augmenter à nouveau le nombre de réflexions dans l'environnement ;
- Cinquième cas de figure : 4 plaques sont présentes dans l'environnement de propagation.



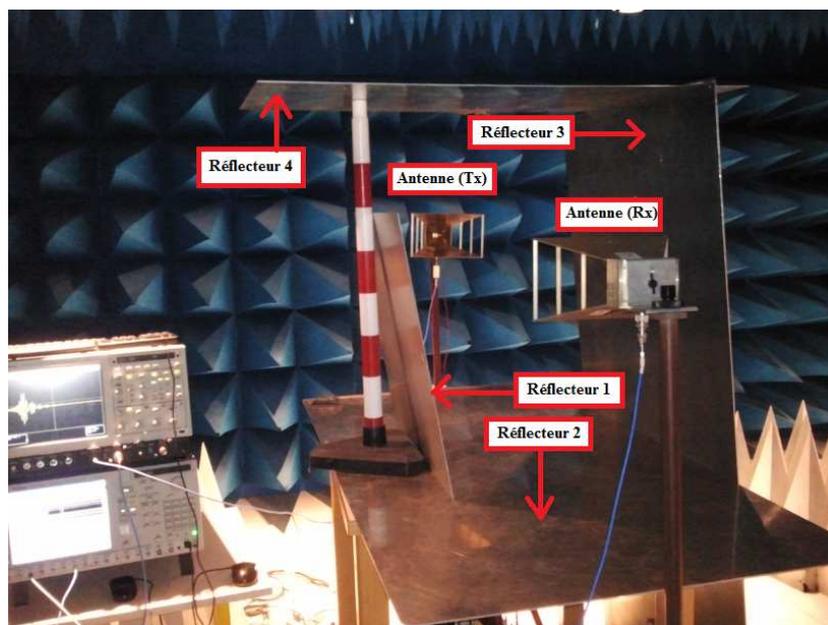
*Figure 4. 1 : Exemple de mise en œuvre du dispositif expérimental*

Les **Figure 4.2** et **4.3** illustrent respectivement un exemple pour le troisième et le cinquième cas de figure.

L'objectif de ce paramétrage est d'évaluer l'impact de la complexité de l'environnement sur les performances associées en termes de focalisation temporelle/spatiale et de l'erreur de positionnement.



*Figure 4.2 : Mise en œuvre du cas de Figure 3 (présence de deux plaques réflectrices) en configuration SISO*



*Figure 4.3 : Mise en œuvre du cas de Figure 4 (présence de quatre plaques réflectrices) en configuration SISO*

### 4. 2. 3 Environnement indoor

L'environnement indoor considéré est le laboratoire Radio Fréquence (RF) de l'IFSTTAR/LEOST. L'environnement contient un ensemble important d'objets de géométries et natures complexes source de nombreux multitrajets dans ce laboratoire. Des configurations *SISO*, *MISO 2x1* et *MISO 3x1* sont adoptées pour ce type d'environnement. La **Figure 4.4** représente l'environnement indoor choisi, avec un exemple de configuration MISO 3x1.



*Figure 4. 4 : Environnement indoor (Laboratoire RF de l'IFSTTAR/LEOST)*

### 4. 2. 4 Partie émission

Les éléments constituant la partie émission du dispositif expérimental présenté initialement *Figure 4.1* sont un générateur d'impulsions ultra brèves qui délivre les signaux portant les formes d'onde requises vers les antennes d'émission, les liaisons coaxiales et les antennes associées.

#### 4. 2. 4. 1 Le générateur d'impulsion

Nous utilisons un générateur de formes d'ondes arbitraires (*Tektronix AWG 7102C*). Ce dernier permet de générer des formes d'ondes Ultra Large Bande (*impulsions Gaussiennes, impulsions de Gegenbauer...etc.*) couvrant la gamme ULB ( $3.1\text{ GHz} - 10.6\text{ GHz}$ ) et au-delà, ce faisant, bien adapté à notre application. La fréquence d'échantillonnage utilisé est de 10 Gs/s.

#### 4. 2. 4. 2 Les antennes émettrices

Pour la partie émission, nous utilisons une antenne type cornet double ridge (*Figure 4.1*). Ce type d'antenne est directif, l'antenne particulière employée présente une bande passante comprise entre 700 MHz et 18 GHz, une adaptation correcte dans toute la bande et procure une directivité importante, son gain varie entre 15 et 18 dB dans la bande utilisée.

#### 4. 2. 5 Partie réception

La partie réception est composée d'une antenne réceptrice reliée à un oscilloscope numérique au moyen de câbles à connecteurs N/SMA.

##### 4. 2. 5. 1 Antenne réceptrice

En configuration SISO, il est possible d'utiliser l'antenne cornet double ridge en réception. En configuration MISO, nous utilisons une antenne monopôle en réception représentée *Figure 4.5*. Cette dernière présente la particularité d'être simple à réaliser et offre une bande passante importante. Elle est constituée d'une plaque métallique placée perpendiculairement à un plan de masse. Elle est alimentée par l'intermédiaire d'un connecteur coaxial. Cette antenne possède une bande d'adaptation de 0.89 à 11 GHz à -10 dB.



*Figure 4. 5 : Antenne réceptrice de type monopôle (omnidirectionnelle)*

##### 4. 2. 5. 2 L'oscilloscope

L'oscilloscope utilisé pour l'acquisition des signaux est de marque Tektronix TDS6124C. Il possède pour caractéristiques principales une bande passante de 12 GHz, une sensibilité comprise entre 10 mV et 1 V et une fréquence d'échantillonnage de 40 Gs/s. Un amplificateur avec un gain supérieur de 15 dB et une bande passante compris entre 2 et 8 GHz est placé avant la voie d'entrée de l'oscilloscope.

Nous présentons dans la section suivante les résultats d'expérimentation en présentant d'une part, les principes de mesure utilisées pour l'évaluation expérimentale des

caractéristiques du RT et, d'autre part, l'évaluation des performances du système de localisation ULB-RT sélectionné.

## 4. 3 Résultats d'expérimentations

### 4. 3. 1 Validation des caractéristiques du RT

Pour valider les résultats théoriques et de simulation portant sur l'évaluation des caractéristiques du RT en termes de focalisation temporelle et de focalisation spatiale, nous avons considéré initialement l'environnement de type chambre anéchoïque. Des mesures expérimentales y sont effectuées avec différents paramétrages.

#### 4. 3. 1. 1 Environnement de type chambre anéchoïque

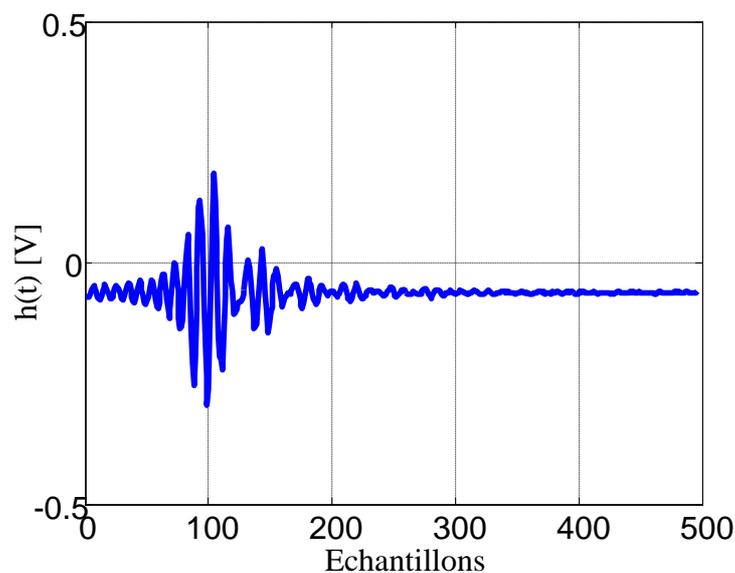
Dans le cas de l'environnement de type chambre anéchoïque, nous avons évalué les trois types de configuration (*SISO*, *MISO 2x1*, *MISO 3x1*) cités précédemment avec les cinq cas de figures présentés dans la section 4.2.2. L'objectif est d'évaluer le gain de focalisation temporelle et spatiale d'une part en fonction de la complexité du canal (*donc du milieu de propagation*), et, d'autre part, en fonction de la configuration d'antenne (*SISO ou MISO*). Pour la configuration SISO, la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice est de 5 m, la configuration MISO 2x1 est établie de sorte à obtenir une distance de 5 m entre  $T_{x1}$  et  $R_x$ , et 3.6 m entre  $T_{x2}$  et  $R_x$ . Quant à la configuration MISO 3x1, elle correspond à l'ajout d'une troisième antenne émettrice à la configuration MISO 2x1, de sorte à obtenir une distance de 4 m entre  $T_{x3}$  et  $R_x$ . Le **Tableau 4.1** présente l'ensemble de combinaisons considérées pour la validation expérimentale du RT. Pour étudier l'impact du choix de la forme d'onde, nous avons considéré trois types de formes d'onde : la seconde dérivée de la Gaussienne (*avec une durée de 1 ns*), la monocycle (*avec une durée de 1 ns*) et la fonction de Gegenbauer d'ordre 1 et d'ordre 3. Pour chacune des formes d'onde, une mesure expérimentale est enregistrée puis, les résultats issus de l'oscilloscope sont traités.

|               |                           | Configuration d'antennes  |                           |                           |
|---------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
|               |                           | SISO                      | MISO 2x1                  | MISO 3x1                  |
| Cas de Figure | Aucune plaque réflectrice | Aucune plaque réflectrice | Aucune plaque réflectrice | Aucune plaque réflectrice |
|               | 1 plaque réflectrice      | 1 plaque réflectrice      | 1 plaque réflectrice      | 1 plaque réflectrice      |
|               | 2 plaques réflectrices    | 2 plaques réflectrices    | 2 plaques réflectrices    | 2 plaques réflectrices    |
|               | 3 plaques réflectrices    | 3 plaques réflectrices    | 3 plaques réflectrices    | 3 plaques réflectrices    |
|               | 4 plaques réflectrices    | 4 plaques réflectrices    | 4 plaques réflectrices    | 4 plaques réflectrices    |

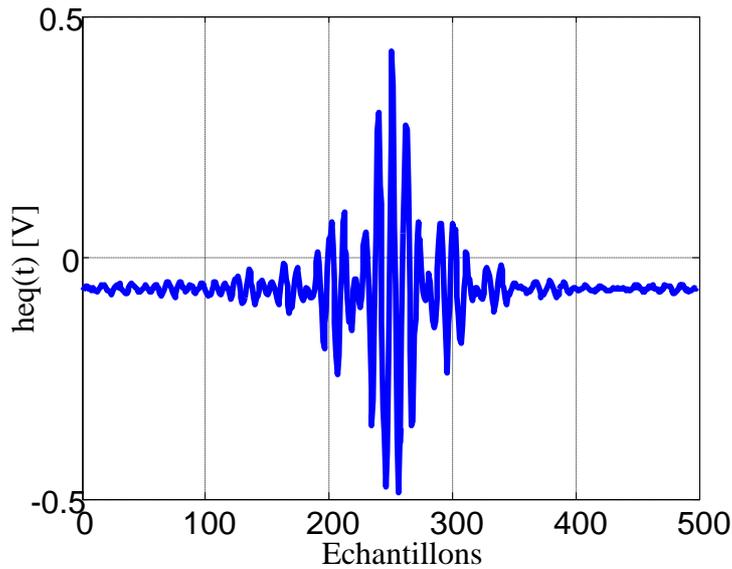
**Tableau 4. 1 :** Ensemble des cas de figure étudiés, en fonction des configurations d'antennes (*SISO*, *MISO 2x1* et *MISO 3x1*)

Pour chacune des 15 configurations retenues, une impulsion (*seconde dérivée gaussienne*) est transmise par le biais des générateurs d'impulsion, le signal reçu est acquis par l'oscilloscope, retourné temporellement puis réémis. Dans le cas des configurations MISO 2x1 puis MISO 3x1, chaque station de base envoie son signal enregistré, renversé dans le temps et réémis par la même station de base. La **Figure 4.6** présente l'exemple du signal reçu pour la configuration SISO sans retournement temporel dans le cas de figure où 3 plaques réfléchissantes sont utilisées. En comparant celui-ci avec le signal reçu **Figure 4.7** dans le cas où le signal reçu est préalablement retourné temporellement, nous observons une augmentation de l'amplitude significative en passant du signal reçu sans RT au signal reçu avec RT. Pour évaluer de manière générale cette focalisation temporelle, nous avons calculé le gain de focalisation ( $GF$ ) obtenu pour chaque cas de figure. L'ensemble des résultats obtenus est regroupé **Tableau 4.2**. Nous constatons que pour chacune des trois configurations, le gain de focalisation augmente en fonction du nombre de plaques réfléchissantes introduites. Par exemple, dans le cas de la configuration SISO,  $GF$  est passé de 2.21 dB avec une plaque réfléchissante à 6.14 dB avec 4 plaques réfléchissantes. Par ailleurs, en comparant les valeurs de  $GF$  pour les trois types de configuration, nous constatons, que  $GF$  augmente en passant de la configuration SISO à la configuration MISO. En prenant l'exemple du cas de figure à 4 plaques réfléchissantes,  $GF$  est de 6.14 dB pour la configuration SISO, alors qu'il passe à 9.83 dB pour la configuration MISO 2x1 et 12.79 dB pour la configuration MISO 3x1.

Ces résultats confirment l'impact de la complexité du milieu de propagation pour le RT, mais aussi l'intérêt de la configuration multi antennes pour le RT.



**Figure 4. 6 :** Signal reçu sans RT (cas de la configuration SISO, avec 3 plaques réfléchissantes)



**Figure 4. 7 :** Signal reçu avec RT (cas de la configuration SISO, avec 3 plaques réfléchissantes)

| Configurations                          | SISO | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|---|------|----------|----------|
| $GF_{[dB]}$ (Sans réflecteur)           | 1.01 | 1.58     | 1.74     |
| $GF_{[dB]}$ (1 plaque réfléchissante)   | 2.21 | 3.82     | 5.94     |
| $GF_{[dB]}$ (2 plaques réfléchissantes) | 3.22 | 5.89     | 8.24     |
| $GF_{[dB]}$ (3 plaques réfléchissantes) | 5.10 | 7.43     | 9.43     |
| $GF_{[dB]}$ (4 plaques réfléchissantes) | 6.14 | 9.83     | 12.79    |

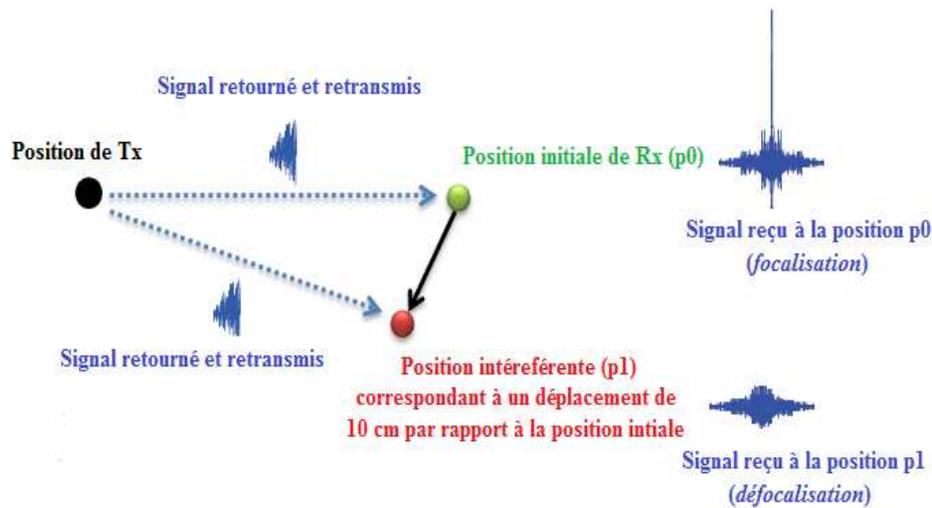
**Tableau 4. 2 :** Gain de focalisation (GF) en fonction du nombre de plaques réfléchissantes introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)

Nous avons également relevé les gains de focalisation en fonction des différentes formes d'ondes dans le cas de figure à 3 plaques réfléchissantes. Les résultats sont présentés **Tableau 4.3**. Nous constatons alors que le gain de focalisation est plus important en exploitant la seconde dérivée gaussienne comparée au monocycle ou aux fonctions de Gegenbauer. Ceci a été préalablement constaté avec les résultats analytiques et les résultats de simulation.

| Configurations                                    | SISO | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|---|------|----------|----------|
| $GF_{[dB]}$ (2 <sup>nde</sup> dérivée gaussienne) | 5.10 | 7.43     | 9.43     |
| $GF_{[dB]}$ (Monocycle)                           | 3.14 | 4.22     | 6.40     |
| $GF_{[dB]}$ (Gegenbauer)                          | 3.31 | 4.83     | 6.61     |

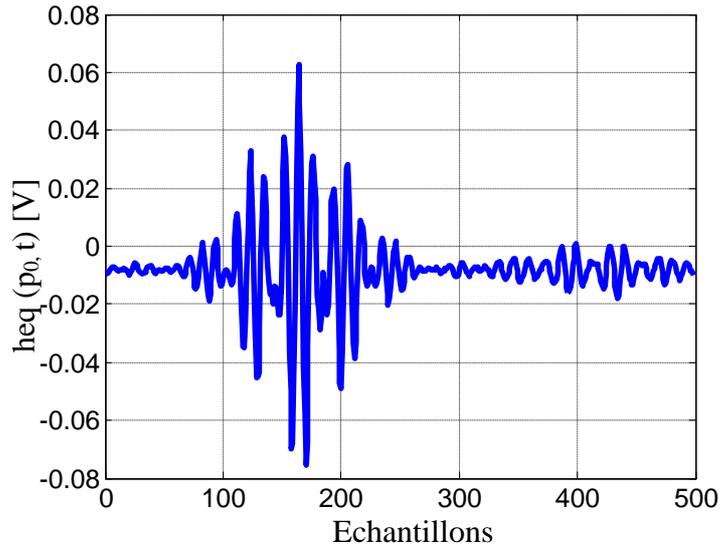
**Tableau 4. 3 :** Gain de focalisation (GF) en fonction pour différentes formes ; cas de figure à 3 plaques réfléchissantes (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)

Pour évaluer la focalisation spatiale, nous avons considéré le cas de figure à 3 plaques réfléchissantes. Pour les trois configurations (*SISO*, *MISO 2x1* et *MISO 3x1*), le récepteur est déplacé de 10 cm par rapport à sa position initiale. Nous notons  $p_0$  la position initiale et  $p_1$  la position correspondant au déplacement de 10 cm par rapport à la position initiale (*La Figure 4.8 en fait une illustration pour la configuration SISO*). Le signal préalablement renversé dans le temps (à la position initiale) est retransmis via les stations émettrices. Le signal est alors reçu par la station réceptrice à la position  $p_1$ .

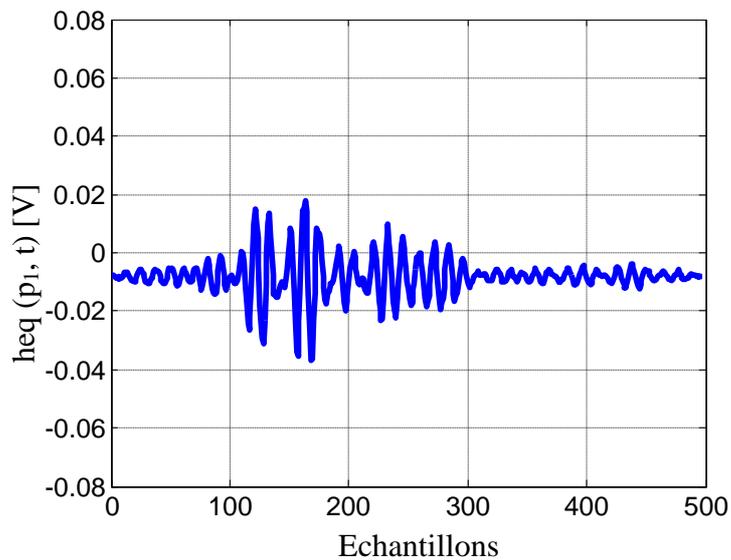


**Figure 4.8 :** Illustration du principe d'évaluation de FS

Les **Figures 4.9 et 4.10** présentent respectivement un exemple sur les signaux reçus après retournement temporel aux différentes positions  $p_0$  et  $p_1$ , pour la configuration SISO avec 3 plaques réfléchissantes. Nous constatons qu'en passant de la position initiale  $p_0$  à la position dite interférente  $p_1$ , nous perdons en focalisation. Nous avons alors évalué la focalisation spatiale (FS) obtenue à la position  $p_0$  comparée à la position  $p_1$  pour les trois configurations et dans les cinq cas de figure cités précédemment. Les résultats sont présentés au **Tableau 4.4**. En faisant une étude comparative entre, d'une part les cinq cas de figure et, d'autre part, les 3 types de configuration, nous constatons que les valeurs de focalisation spatiale croissent en fonction du nombre de réflecteurs, mais aussi en fonction du nombre d'antennes émettrices. Ceci confirme une fois de plus, les résultats obtenus en théorie et en simulation, aboutissant à conclure que le retournement temporel, profite de la complexité du milieu de propagation mais aussi de la configuration multi-antennes en l'occurrence, la configuration MISO.



**Figure 4. 9 :** Signal reçu à la position cible  $p_0$  (configuration SISO avec deux plaques réfléchrices)



**Figure 4. 10 :** Signal reçu à la position interférente  $p_1$  (configuration SISO avec deux plaques réfléchrices)

|                                      | SISO  | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|--------------------------------------|-------|----------|----------|
| $FS_{[dB]}$ (Sans réflecteur)        | 2.32  | 2.45     | 3.05     |
| $FS_{[dB]}$ (1 plaque réfléchrice)   | 5.78  | 6.21     | 8.15     |
| $FS_{[dB]}$ (2 plaques réfléchrices) | 7.98  | 9.86     | 11.13    |
| $FS_{[dB]}$ (3 plaques réfléchrices) | 10.02 | 11.54    | 13.18    |
| $FS_{[dB]}$ (4 plaques réfléchrices) | 12.34 | 14.32    | 16.43    |

**Tableau 4. 4 :** Focalisation spatiale (FS) en fonction du nombre de plaques réfléchrices introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)

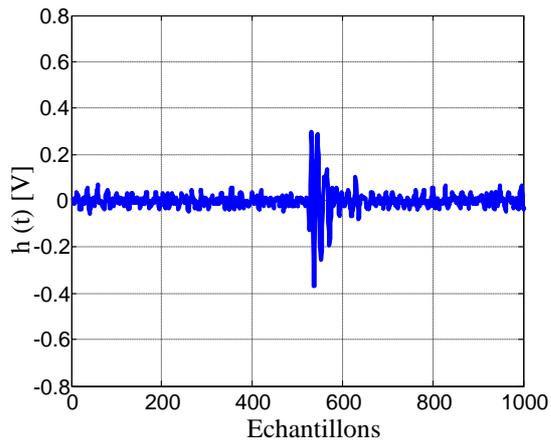
Le **Tableau 4.5** présente les résultats obtenus sur l'évaluation de FS pour les différentes formes d'onde dans le cas de figure à 3 plaques réflectrices. Nous constatons encore une fois, que la seconde dérivée gaussienne présente de meilleures performances en termes de focalisation spatiales comparées au monocycle et aux fonctions de Gegenbauer. En outre, FS augmente en fonction du nombre d'antenne.

| Configurations  | SISO  | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|---|-------|----------|----------|
| $FS_{[dB]}$ ( <i>2<sup>nde</sup> dérivée gaussienne</i> ) | 10.02 | 11.54    | 13.18    |
| $FS_{[dB]}$ ( <i>Monocycle</i> )                          | 8.87  | 9.98     | 11.76    |
| $FS_{[dB]}$ ( <i>Gegenbauer</i> )                         | 9.11  | 10.20    | 12.05    |

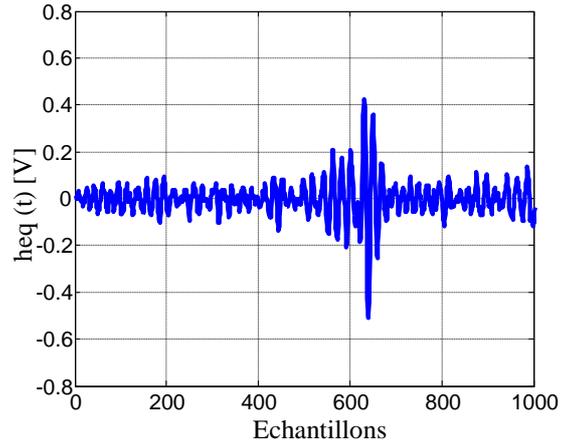
**Tableau 4.5** : Focalisation spatiale (FS) en fonction du nombre de plaques réflectrices introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)

#### 4.3.1.2 Environnement de type indoor

Les paramètres et dispositifs utilisés initialement en chambre anéchoïque ont été repris en environnement indoor, sans ajout des plans réflecteurs métalliques passifs toutefois. Dans cette partie, nous considérons les 3 types de configurations vus précédemment (*SISO, MISO 2x1, MISO 3x1*) et l'environnement de propagation indoor existant. Nous avons effectué les mêmes mesures qu'en chambre anéchoïque pour l'évaluation de la focalisation temporelle et de la focalisation spatiale. Les **Figures 4.11, 4.12 et 4.13 (a, b)**, présentent respectivement, les signaux reçus sans RT et avec RT pour les configurations SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1. En comparant les signaux reçus sans RT avec les signaux reçus avec RT, nous constatons à nouveau le phénomène de focalisation temporelle. Par ailleurs, en comparant les amplitudes des signaux reçus avec RT entre les trois configurations, on peut observer que la plus grande amplitude est obtenue avec la configuration MISO 3x1, la configuration MISO 2x1 présentant à son tour une amplitude supérieure du signal reçu par rapport à la configuration SISO.

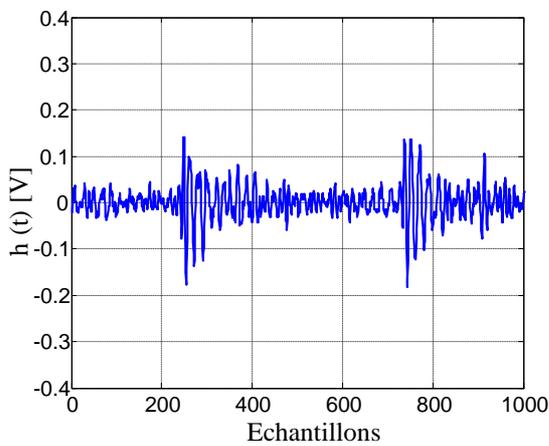


(a)

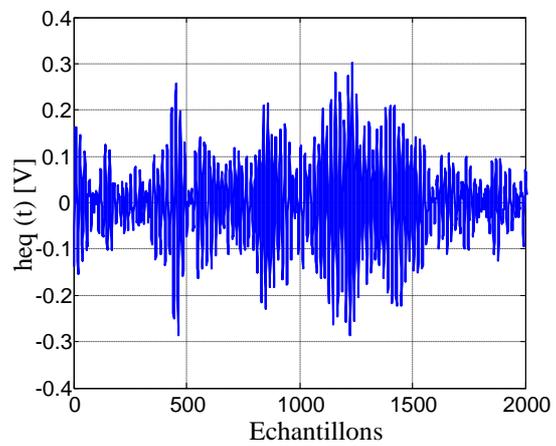


(b)

**Figure 4.11 :** a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration SISO)

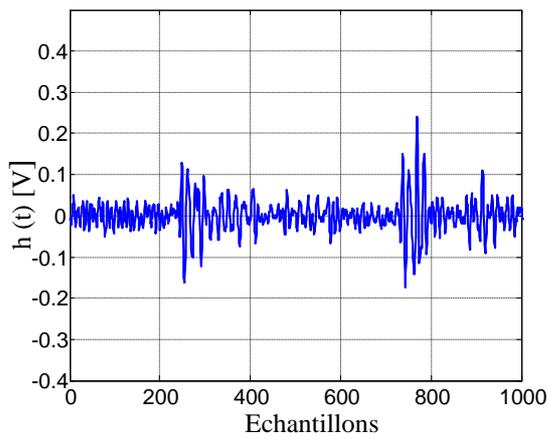


(a)

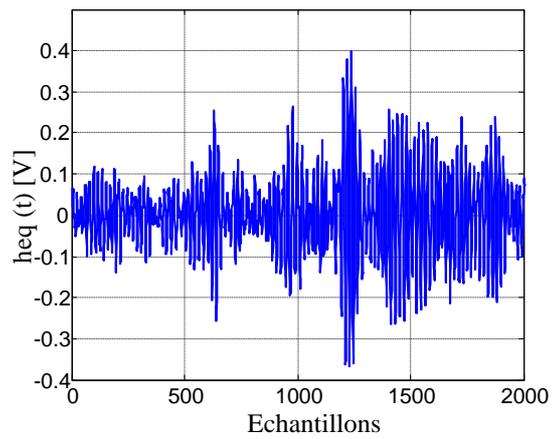


(b)

**Figure 4.12 :** a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration MISO 2x1)



(a)



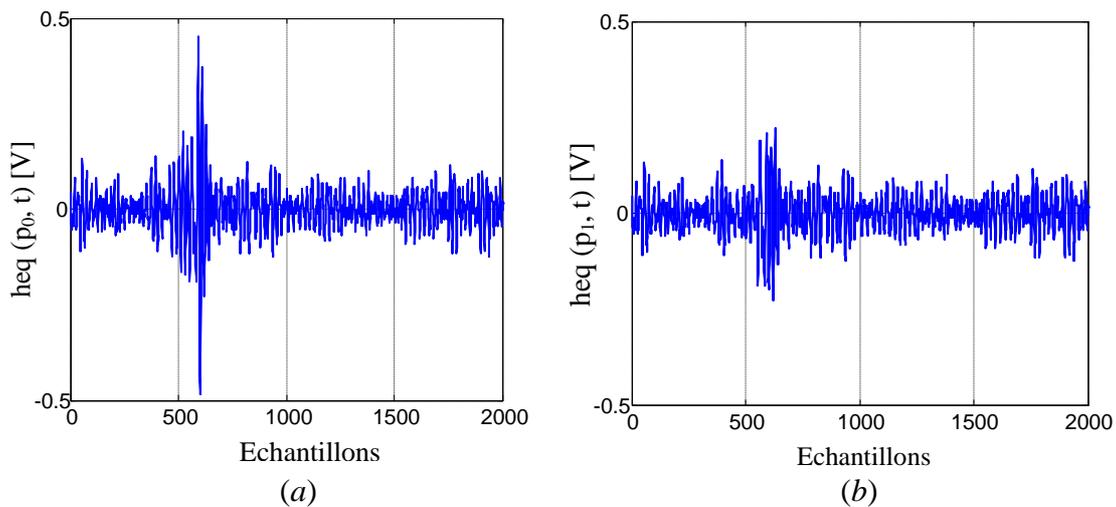
(b)

**Figure 4.13 :** a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration MISO 3x1)

Ces résultats, sont renforcés par ceux obtenus sur l'évaluation du gain de focalisation ( $GF$ ), présentés au **Tableau 4.6**. Dans ce dernier, nous remarquons la croissance des valeurs de  $GF$  en fonction du nombre d'antennes émettrices utilisées. Par ailleurs, l'évaluation de la focalisation spatiale FS sur la position cible  $p_0$  par rapport à la position  $p_1$ , a été effectuée avec les trois types de configurations. Les **Figures 4.14** (a, b) présentent respectivement les signaux reçus aux positions  $p_0$  et  $p_1$ , dans le cas de la configuration SISO. Nous remarquons à nouveau la perte de focalisation en passant de la position  $p_0$  à la position  $p_1$ . Cette perte de focalisation est traduite par la focalisation spatiale du signal à la position cible  $p_0$  par rapport à la position interférente  $p_1$ . Le **Tableau 4.7** donne les valeurs de FS pour les trois types de configurations, au déplacement correspondant à la position  $p_1$  par rapport à  $p_0$ .

| Configuration | SISO | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|---------------|------|----------|----------|
| $GF_{[dB]}$   | 2.86 | 3.77     | 5.02     |

**Tableau 4. 6 :** Gain de focalisation ( $GF$ ) en environnement indoor (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)



**Figure 4. 14 :** a) Signal reçu avec RT à la position cible  $p_0$  ; b) signal reçu avec RT à la position  $p_1$  (configuration SISO)

|             | SISO | MISO 2x1 | MISO 3x1 |
|-------------|------|----------|----------|
| $FS_{[dB]}$ | 5.40 | 6.52     | 7.51     |

**Tableau 4. 7 :** Focalisation spatiale en environnement indoor (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1)

En résumé, cette partie expérimentale a permis d'évaluer, pour différentes configurations d'antennes et de positionnement, les caractéristiques du RT en termes de focalisation temporelle et spatiale. Les résultats obtenus montrent que le RT est un candidat potentiel

intéressant pour l'ULB appliqué à la localisation. En effet, le RT profite non seulement de la complexité du milieu de propagation, mais aussi de la configuration multi-antennes MISO pour améliorer ces paramètres de focalisation. Nous avons d'ailleurs constaté, que la meilleure focalisation spatio-temporelle est obtenue pour la configuration MISO 3x1. Cette configuration est la plus proche de notre application, en effet, une configuration composée de 3 émetteurs et d'un récepteur sera considéré pour notre application de localisation. Dans la prochaine section, nous verrons l'apport du RT associé à l'ULB en termes de précision de localisation.

### 4. 3. 2 Apport du RT au système de localisation ULB

Après avoir validé la partie expérimentale concernant l'évaluation des caractéristiques du RT, nous avons procédé à des tests expérimentaux dans le but de valider les résultats de simulation portant sur l'évaluation des performances du système de localisation ULB-RT. Nous effectuons dans ce cas une étude comparative entre le système de localisation ULB conventionnel et le système de localisation ULB-RT proposé.

Nous disposons au moins de trois stations de base émettrices et d'une station de base réceptrice qui joue le rôle du mobile à localiser, nous sommes donc dans une configuration MISO  $m \times 1$  où  $m \geq 3$ .

Le principe est le suivant :

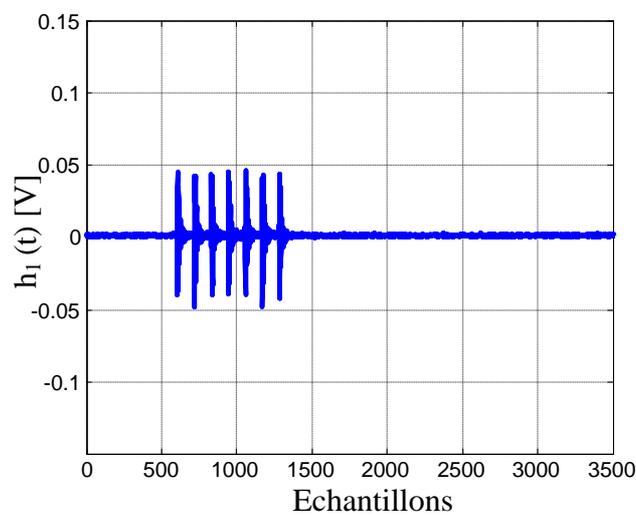
- Dans le cas du système ULB conventionnel (*sans RT*), des signaux ULB constitués de trains d'impulsions codées (*7 séries d'impulsions*) basés sur la seconde dérivée gaussienne sont transmis par chaque station (*chaque station possédant son propre signal codé*) vers la station réceptrice. Les signaux reçus sont acquis par l'oscilloscope puis, nous effectuons un traitement consistant à relever le temps d'arrivée des différents signaux, (*calcul TDOA*), puis un algorithme de localisation est appliqué (*l'algorithme de Chan est utilisé*) pour déterminer la position du mobile (*récepteur*).

- Pour le système ULB-RT, chaque station émettrice, envoie son signal qui est acquis par l'oscilloscope puis, un premier traitement de retournement des signaux dans le temps est effectué. Ensuite ces signaux retournés sont transmis depuis chaque station de base vers le récepteur. A ce niveau, les signaux reçus avec RT sont acquis puis, le traitement précisé précédemment permettant de déterminer la position du récepteur est effectué. Dans ce cas toutefois, les signaux reçus avec RT sont corrélés avec les signaux de référence retournés dans le temps tels que réémis.

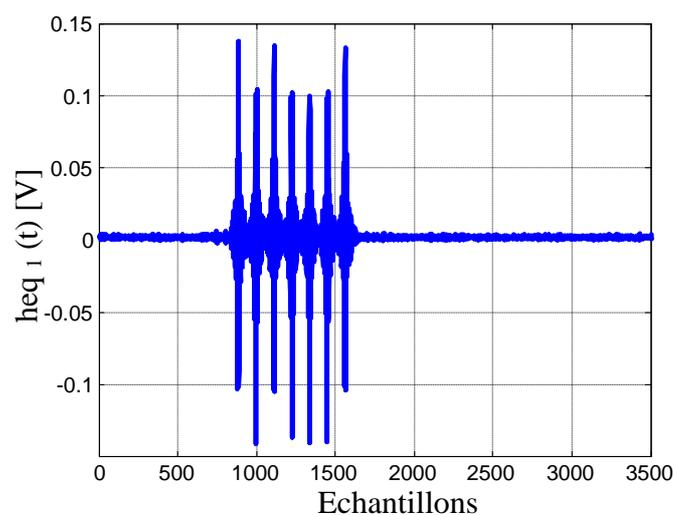
Comme pour l'étude des paramètres de focalisation, les expérimentations ont été menées successivement en chambre anéchoïque puis en environnement indoor.

#### 4.3.2.1 En chambre anéchoïque

En chambre anéchoïque, nous avons considéré les cinq cas de figure indiqués précédemment. Trois séries d'acquisitions ont été effectuées pour chaque cas de figure. Les **Figures 4.15** et **4.16** présentent un exemple d'acquisition réalisé pour le cas de figure correspondant à 3 plaques réfléchissantes, ces figures correspondent respectivement aux signaux reçus sans RT et avec RT de la station 1.

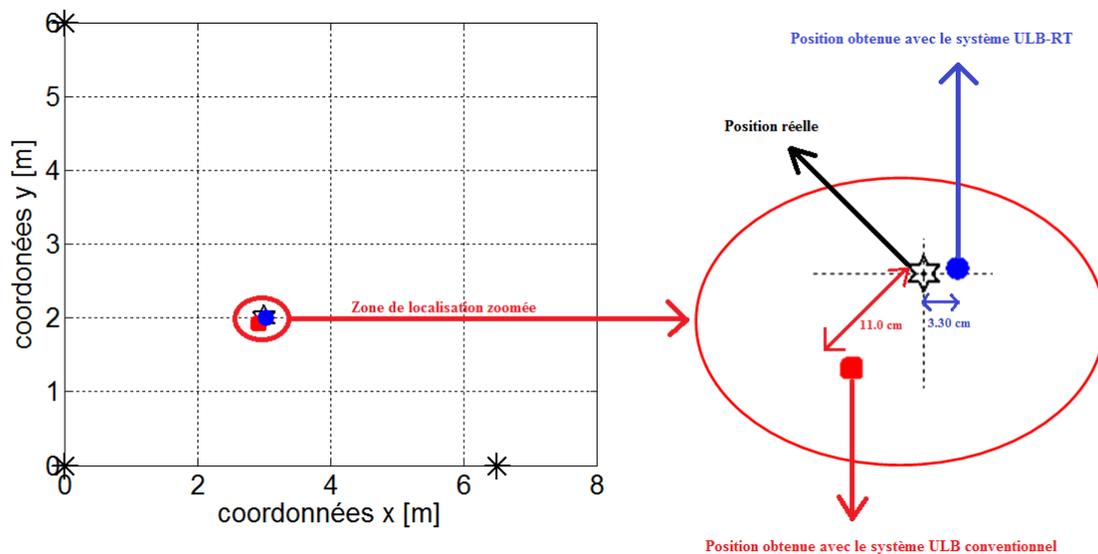


*Figure 4.15 : Signal reçu dans le cas du système ULB conventionnel (sans RT) pour la station 1*



*Figure 4.16 : Signal reçu dans le cas du système ULB-RT pour la station 1*

Après traitement, nous avons déterminé la position du mobile pour les deux systèmes de localisation (*ULB conventionnel et ULB-RT*). La **Figure 4.17** présente les résultats obtenus en termes d'erreur sur la précision en localisation pour ce cas de figure. Avec le système ULB conventionnel, nous obtenons une erreur de localisation de 11.0 cm sur la précision alors qu'elle descend à 3.30 cm dans le cas de l'ULB-RT.



**Figure 4. 17 :** Localisation ULB conventionnelle et ULB-RT (cas de figure à 3 plaques réflectrices en chambre anéchoïque)

Afin d'étudier les performances des deux systèmes dans nos différents cas de figures, nous avons déterminé systématiquement l'erreur de localisation pour le système ULB conventionnel et pour le système ULB-RT. Pour ce faire, trois séries d'acquisition ont été exploitées et traitées puis, les erreurs de localisation ont été déterminées. Les résultats sont reportés aux **Tableaux 4.8** et **4.9**, correspondant respectivement aux résultats du système ULB conventionnel et du système ULB-RT.

|  | Cas de figure                  | 1 <sup>ère</sup> série d'acquisitions | 2 <sup>ème</sup> série d'acquisitions | 3 <sup>ème</sup> série d'acquisitions |
|--|--------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| <b>Erreur en cm sur la précision en localisation selon les cas de figure</b> | <i>Sans plaque réflectrice</i> | 8.17                                  | 8.54                                  | 8.17                                  |
|  | <i>1 plaque réflectrice</i>    | 9.12                                  | 9.25                                  | 9.19                                  |
|  | <i>2 plaques réflectrices</i>  | 10.91                                 | 11.09                                 | 11.27                                 |
|  | <i>3 plaques réflectrices</i>  | 12.16                                 | 12.09                                 | 12.10                                 |
|  | <i>4 plaques réflectrices</i>  | 13.19                                 | 13.27                                 | 13.45                                 |

**Tableau 4. 8 :** Erreurs sur la précision de localisation en fonction des cas de figure étudiés : cas du système ULB conventionnel (ULB sans RT)

|  | Cas de figure              | 1ère série<br>1ère série<br>d'acquisitions | 2ème série<br>d'acquisitions | 3ème série<br>d'acquisitions |
|--|----------------------------|--|------------------------------|------------------------------|
| <b>Erreur en cm sur la précision en localisation selon cas de figure</b> | Sans plaque réfléchissante | 8.10                                       | 8.01                         | 8.04                         |
|  | 1 plaque réfléchissante    | 7.04                                       | 6.94                         | 7.12                         |
|  | 2 plaques réfléchissantes  | 5.25                                       | 5.42                         | 5.30                         |
|  | 3 plaques réfléchissantes  | 3.96                                       | 4.05                         | 4.12                         |
|  | 4 plaques réfléchissantes  | 3.49                                       | 3.61                         | 3.52                         |

**Tableau 4. 9 :** Erreurs en localisation en fonction des cas de figure étudiés : cas du système ULB-RT

En considérant la valeur moyenne obtenue sur les trois acquisitions. Les résultats correspondant au système ULB conventionnel et au système ULB-RT sont respectivement reportés aux **Tableaux 4.10** et **4.11**. En comparant les deux systèmes dans le cas de figure 1 (*sans plaque réfléchissante*), nous constatons peu de différence, même si le système ULB-RT procure une erreur de localisation plus faible sur la précision, la différence n'est que de 24 mm. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'il n'y a aucune présence de réflecteurs dans le milieu, et donc très peu de réflexions présentes. Pour tous les autres cas de figure, le système ULB-RT fournit une erreur plus faible en termes de précision de localisation. Nous observons également que la différence entre les valeurs d'erreur s'accroît lorsque le nombre de réflecteurs considérés. En effet, la différence d'erreur sur la précision entre les deux systèmes dans le cas de figure 2 (*1 plaque réfléchissante*) est de 2.12 cm, alors qu'elle est de 9.76 cm dans le cas de figure 5 utilisant *4 plaques réfléchissantes*. L'atout de la complexité du milieu de propagation sur le RT se répercute ainsi sur les résultats obtenus en localisation.

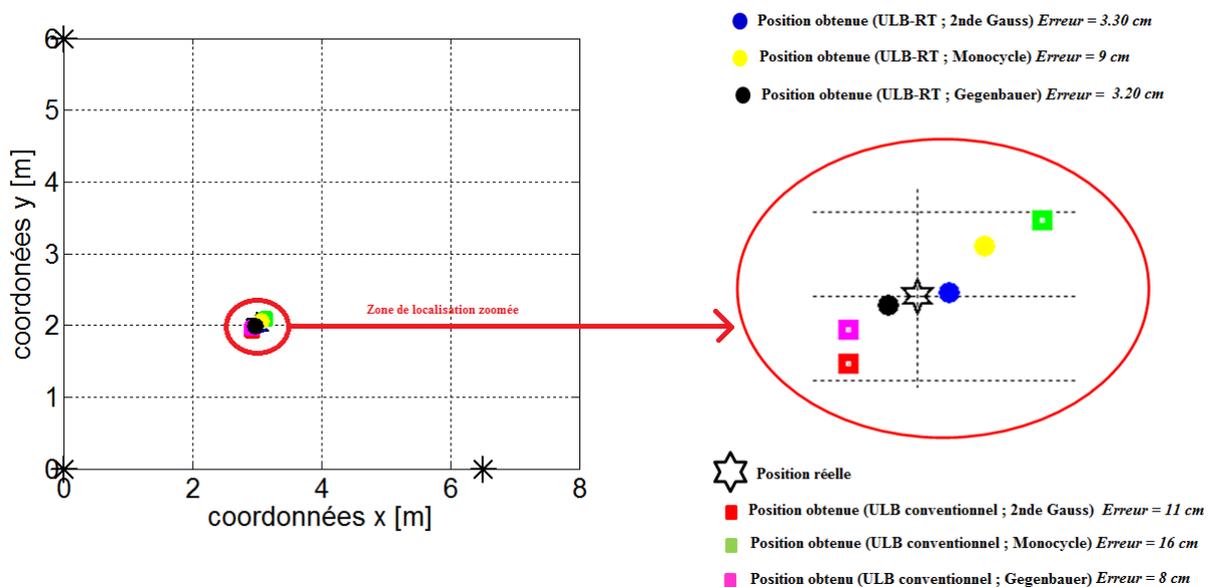
| Cas de figure                 | Sans plaque réfléchissante | 1 plaque réfléchissante | 2 plaques réfléchissantes | 3 plaques réfléchissantes | 4 plaques réfléchissantes |
|-------------------------------|----------------------------|-------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
| <b>Erreurs moyennes en cm</b> | 8.29                       | 9.18                    | 11.09                     | 12.10                     | 13.30                     |

**Tableau 4. 10 :** Erreur moyenne en localisation obtenue avec 3 acquisitions (cas du système ULB conventionnel)

| Cas de figure                 | Sans plaque réfléchissante | 1 plaque réfléchissante | 2 plaques réfléchissantes | 3 plaques réfléchissantes | 4 plaques réfléchissantes |
|-------------------------------|----------------------------|-------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
| <b>Erreurs moyennes en cm</b> | 8.05                       | 7.06                    | 5.32                      | 4.04                      | 3.54                      |

**Tableau 4. 11 :** Erreur moyenne obtenue avec 3 acquisitions (cas du système ULB-RT)

Nous avons testé les formes d'onde de type monocycle et de Gegenbauer pour le cas de figure 5 (4 plaques réfléchissantes). L'erreur moyenne a été calculée pour trois séries d'acquisition. La **Figure 4.18** montre les résultats obtenus pour les trois types de formes d'ondes étudiés dans le cas de figure 5. Nous remarquons que pour tous les trois types de formes d'ondes, le système ULB-RT offre de meilleures performances en termes d'erreur sur la précision en localisation. Par ailleurs, en comparant l'écart entre l'erreur obtenue avec le système ULB conventionnel et le système ULB-RT pour ces trois types de formes d'onde, le plus grand écart est observé avec la forme d'onde de la seconde dérivée gaussienne. Autrement dit, l'effet du retournement temporel sur la localisation est plus important en utilisant une forme d'onde de type seconde dérivée de la gaussienne. Ceci semble confirmer ce qui a été avancé dans la partie simulation et justifié par le fait que la seconde dérivée gaussienne possède un lobe principal focalisant plus d'énergie que les deux autres formes d'onde.

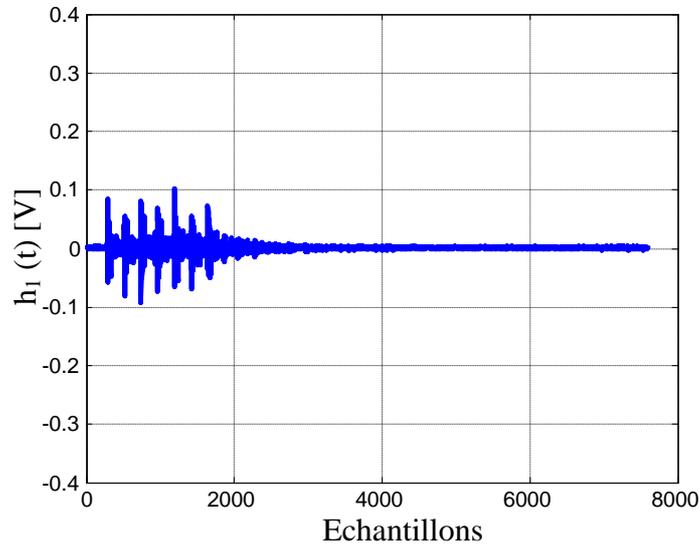


**Figure 4. 18 :** Localisation ULB conventionnelle et ULB-RT pour les trois formes d'ondes utilisées (2<sup>nd</sup>e dérivée gaussienne, monocycle et de Gegenbauer)

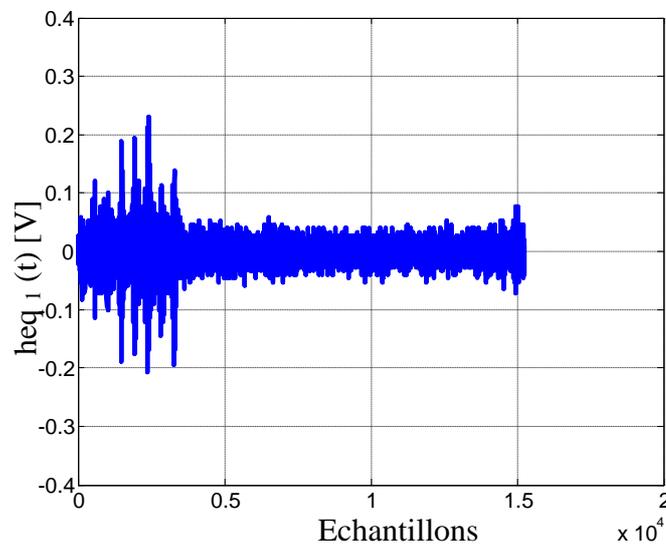
#### 4. 3. 2. 2 En environnement indoor

Les mêmes tests expérimentaux ont été appliqués selon un protocole identique dans le cas de l'environnement indoor du laboratoire RF de l'IFSTTAR présenté précédemment, sans réflecteurs supplémentaires. Trois séries d'acquisition ont été effectuées. Les **Figures 4.19** et **4.20** présentent respectivement, un exemple du signal reçu avec le système ULB conventionnel et ce correspondant avec le système ULB-RT, ces signaux sont reçus depuis la station 1. Après traitement des signaux reçus, nous obtenons (**Figure 4.21**) une erreur sur la

précision en localisation de 13.35 cm pour le système ULB conventionnel. Cette erreur passe à 7.11 cm dans le cas du système ULB-RT. L'ensemble des résultats obtenu sur les trois séries d'acquisition est présenté au **Tableau 4.12**.



**Figure 4. 19** : Signal reçu avec le système ULB conventionnel (sans RT) (en environnement indoor), pour la station 1



**Figure 4. 20** : Signal reçu avec le système ULB-RT (en environnement indoor), pour la station 1

|                                  | Acquisition 1 | Acquisition 2 | Acquisition 3 |
|----------------------------------|---------------|---------------|---------------|
| Erreur en cm (ULB conventionnel) | 13.35         | 13.12         | 13.07         |
| Erreur en cm (ULB-RT)            | 7.11          | 7.25          | 7.15          |

**Tableau 4. 12** : Résultats obtenus sur l'erreur de positionnement avec trois acquisitions (environnement indoor)

La valeur moyenne de l'erreur est de 13.18 cm pour le système ULB conventionnel et de 7.17 cm pour le système ULB-RT. Ce dernier présente donc un gain en précision de localisation significatif.

Dans l'ensemble des configurations étudiées et pour tous les environnements complexes considérés nous obtenons de meilleures performances par l'association de l'ULB et du RT par rapport à l'ULB seul en termes d'erreur de positionnement en localisation. Ceci confirme les résultats obtenus en simulation. Par ailleurs, en comparant les valeurs obtenues en simulation et celles obtenues en expérimentation portant sur l'erreur de positionnement, nous constatons une différence de l'ordre de 5 cm. Ceci s'explique par le fait que l'environnement modélisé en simulation n'est pas parfaitement identique à l'environnement d'expérimentation, et ce, aussi bien dans le cas de la chambre anéchoïque que dans le cas de l'environnement indoor. De plus, les contraintes liées à la synchronisation entre les générateurs d'impulsions sont, entre autres, à prendre à compte.

D'autres tests expérimentaux sont réalisés dans des environnements réels similaires à l'application de type tunnel.

## **4. 4 Conclusion**

Ce dernier chapitre du mémoire a été consacré à la validation expérimentale des résultats théoriques et de simulation développés dans le chapitre 4. Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre, le dispositif expérimental mis en œuvre et l'ensemble des éléments utilisés pour les tests expérimentaux. Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons procédé à la validation expérimentale des caractéristiques du RT. Les résultats obtenus ont confirmé les résultats théoriques et de simulation portant sur l'évaluation de la focalisation temporelle et spatiale. La dernière partie du chapitre a permis de valider les résultats de simulation portant sur l'évaluation des performances du système de localisation ULB-RT proposé. En effet, sur l'ensemble des configurations considérées, il a été montré, d'une part, que le RT présente des atouts majeurs pour l'ULB en termes de focalisation spatio-temporelle, et, d'autre part, que cet avantage se retrouve sur l'application à la localisation. Une étude comparative a été effectuée entre le système de localisation ULB conventionnel et le système de localisation ULB-RT. Les résultats obtenus permettent de conclure que le système de localisation ULB-RT procure, dans tous nos cas de figure évalués de meilleures performances par rapport au système ULB sans RT.

# Conclusion générale et perspectives

## Conclusion générale

L'objectif de la contribution décrite dans ce mémoire de thèse concerne l'étude de la faisabilité d'un système de localisation basé sur l'association de la technologie radio ultra large bande et de la technique de retournement temporel appliqué aux transports guidés. Pour ce faire, il s'est avéré nécessaire de dresser un aperçu général des principaux systèmes de localisations existants et des différentes applications visées en se focalisant sur les différentes techniques de localisation existantes dans les transports guidés. Nous avons présenté les principales caractéristiques des deux techniques associées ainsi que les différentes recherches les associant pour diverses applications.

Notre étude porte, d'une part, sur l'évaluation des propriétés du retournement temporel, en exploitant des paramètres dites de focalisation temporelle et de focalisation spatiale, et d'autre part, sur l'évaluation de son apport pour la technologie radio ultra large bande en termes de précision en localisation. Deux modèles de canaux ont été utilisés, l'un basé sur une approche dite déterministe et l'autre sur les modèles de canaux IEEE 802.15.3a. Nous avons d'abord procédé à une étude théorique et de simulation des propriétés du retournement temporel afin d'estimer les capacités de focalisation temporelle et spatiale de ce dernier. Les résultats obtenus ont montré que la technique de retournement temporel procure une capacité de focalisation spatio-temporelle très élevée. Par ailleurs, nous avons étudié l'impact de la complexité du canal sur les propriétés du retournement temporel. Cette étude a permis de conclure que le retournement temporel profite particulièrement de la complexité de l'environnement de propagation. En d'autres termes, la capacité de focalisation du retournement temporel augmente en fonction de la complexité du milieu de propagation. En comparant les types de configuration d'antenne (*SISO et MISO*), nous avons pu conclure que l'utilisation du retournement temporel dans une configuration multi-antennes produit une focalisation plus importante et s'avère plus performante que dans une configuration mono antenne.

Afin de vérifier l'impact de ces propriétés de focalisation temporelle et spatiales pour l'application à la localisation, nous avons modélisé deux systèmes de localisation, l'un basé sur la technologie radio ULB seule et l'autre, associant cette technologie à la technique du RT. Après comparaison des performances des deux systèmes en termes d'erreur de positionnement en localisation, nous remarquons que, sur l'ensemble des configurations

d'antennes considérées et l'ensemble des cas de figures étudiés, le système ULB-RT proposé procure une meilleure précision pour la localisation et un gain en termes de focalisation vers la cible (*train*).

Les tests expérimentaux effectués en chambre anéchoïque et en laboratoire ont permis de valider les résultats théoriques et expérimentaux. Ces tests expérimentaux ont porté, d'une part, sur l'évaluation des propriétés de focalisation temporelle et spatiale du retournement temporel et, d'autre part, sur une étude comparative entre le système de localisation ULB conventionnel et le système ULB-RT proposé. Expérimentalement, différentes configurations utilisées en théorie et en simulation ont été approchées dans différents cas de figures. Les mesures obtenues ont permis d'effectuer des traitements aboutissant à la détermination des gains de focalisation temporelle et spatiale d'une part, et de l'erreur de positionnement pour chaque système considéré, d'autre part. Ces résultats expérimentaux ont permis de confirmer les résultats théoriques et les résultats de simulation sur les propriétés de focalisation d'énergie du RT et l'avantage du système de localisation ULB-RT comparé au système de localisation ULB seul.

Au final, les résultats obtenus dans cette thèse montrent que l'association de la technologie radio ULB et de la technique de retournement temporel aboutit à un système de localisation très performant, offrant une bonne précision de localisation requise dans des applications de transports guidés.

## **Perspectives**

Notre travail de thèse s'est porté sur l'étude des propriétés de focalisation du retournement temporel et de son apport pour l'amélioration de l'erreur de positionnement en l'associant à la technologie radio ULB. Les résultats obtenus sur l'évaluation du système de localisation ULB-RT sont en 2 D, nous proposons comme première piste, de poursuivre cette étude en 3 D pour d'autres types d'applications notamment la localisation à l'intérieur des bâtiments et des parkings regroupant études théoriques, études en simulation et plusieurs étapes expérimentales intermédiaires suivies d'un démonstrateur prototype, temps réel du système de localisation.

Comme deuxième piste, ce système ULB-RT pourrait combiner un service de localisation et un service de communication. Il serait alors intéressant, d'étudier le partage de la bande passante entre les deux fonctionnalités. Aussi, étant données que les configurations adoptées sont de type multi antennes (*au moins 3 stations émettrices pour la localisation*) et qu'il a été

montré que l'augmentation du nombre d'antennes mène à l'augmentation de la consommation d'énergie, il serait optimal d'utiliser une technique de modulation et un système de codage qui requièrent une faible alimentation en énergie, d'où la nécessité de mener une étude sur les techniques de modulation et de codages appropriées et à faible consommation.

Afin d'associer communication et localisation, un bilan énergétique global du système peut être mené. Pour permettre le partage du canal de transmission entre la communication et la localisation, et la possibilité d'adresser sélectivement l'information vers différents trains, un système de codage performant devrait également être développé. Ce système de codage devra utiliser l'énergie d'une façon optimale lors des phases d'encodage et de décodage.

L'ensemble des études effectuées, pourrait être mis en œuvre via une implémentation optimale sur des plateformes type FPGA (Field-Programmable Gate Array). Les fonctions optimisées de codage/décodage et de modulation/démodulation pourraient y être modélisées en sous-blocs, en utilisant par exemple le langage VERILOG HDL pour FPGA. Cette implémentation deviendrait une base expérimentale effective de vérification afin de valider le concept d'un système de communication/localisation basé sur l'association de l'ULB et du RT à très faible consommation.

# Références bibliographiques

- [1] A. Roxin, J. Gaber, M. Wack and A. Nait-Sidi-Moh, “Survey of Wireless Geolocation Techniques,” IEEE Globecom Workshops, 1-9, 2007.
- [2] B. W. Parkinson, J.J. Spilker Jr., “Global Positioning System: Theory and Applications,” ISBN : 1 – 56347-106-8.
- [3] E. D. Kaplan, “Understanding GPS Principles and applications,” ISBN : 0-89006-793-7, Artech House publishers, 1996.
- [4] D. Munoz, F. Bouchereau, C. Vargas, R. Enriquez-Caldera, “Position Location Techniques and Applications,” Academic Press, Burlington, 2009.
- [5] AT&T Laboratories Cambridge, “The Active Badge System,” Website <http://www.uk.research.att.com/ab.html>, 2002.
- [6] Aeroscout, Etreprise Visibility Solutions. Website, <http://www.aeroscout.com/>.
- [7] P. Bonnifait, “Contribution à la localisation dynamique d’automobiles. Application à l’aide à la conduite,” thèse HDR, Université de technologie de Compiègne, Décembre 2005.
- [8] B. Theys et al., “Gestion et Optimisation de l’usage des infrastructures ferroviaires,” PREDIT 3 Carrefour final, Mai 2008.
- [9] F. Barber, M. Abril, M. A. Salido, L. P. Ingolotti, P. Tormos, A. Lova, “Survey of automated Systems for Railway Management. Technical report,” Universidad Politécnic de Valencia, Department of Information Systems and Computation, 2007.
- [10] R. Foot, “Automatisation du metro et qualité de service,” In: Cahier / Groupe Réseaux No 11, pp. 36-59, 1988.
- [11] M. Berbineau, “Les systèmes de transmission sol-train. État de l’art et perspectives,” Recherche Transport Sécurité, No. 62, Spécial Transport Intelligent, 1er trimestre 99.
- [12] SAM S 707, “Contrôle de vitesse par balise (KVB) – Système et équipement bord,” version No. 1 du 04/07/2012.
- [13] E. Brutin, “ERTMS: Global dimensions, global challenges,” Signalling and Telecommunications Supplement, European Railway Review, Vol. 18, issue 3, 2012.
- [14] Revue générale des chemins de fer – Numéro de Juin 1996.
- [15] UNIFE The European Rail Industry, “ERTMS Levels,” factsheets No. 3, UNIFE 2012.
- [16] E. Akogun, R. C. Qiu, and N. Guo, “Demonstrating time reversal in ultrawideband communications using time domain measurements,” in International Instrumentation Symposium, 2005.
- [17] FCC, “First report and order, revision of Part 15 of the Commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems,” Document technique ET Docket 98-153, FCC, Avril 2002.
- [18] J. D. Taylor, “Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems,” Boca Raton : CRC Press, 1995.

- [19] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," in IEEE Military Communications Conference, Bedford, MA, USA, Vol. 2, pp. 447–450, Octobre 1993.
- [20] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, "Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioelectrique," Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [21] C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise," Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 37, No. 1, pp. 10–21, Janvier 1949.
- [22] R. J. M. Cramer, R. A. Scholtz, et M. Z. win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, No. 5, pp. 561–570, Mai 2002.
- [23] D. Ke-Lin, M. N. Swamy, "Wireless Communication Systems," ISBN-13: 978-0-521-11403-5, pp. 1020, April 15, 2010.
- [24] Jd. P. Pavon et al., "The MBOA-WiMedia specification for ultra wideband distributed networks," Communications Magazine, IEEE, Vol. 44, Issue. 6, pp. 128-134, 2006.
- [25] L. Bennett, G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications," Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [26] D. Porcino, W.Hirt, "Ultra-wideband radio technology: poten-tial and challenges ahead," IEEE Communications Magazine, Vol.41, No. 7, pp. 66–74, Juillet 2003.
- [27] E.M Staderini, "UWB radars in medicine," IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol.17, issue 1, pp. 13-18, January 2002.
- [28] FP6 End-to-End Reconfigurability (E<sup>2</sup>R) Integrated Project (IP), <http://www.e2r.motlabs.com>.
- [29] ECC/DEC/ (06) 12, "ECC Decision of 01 December 2006 amended 31 October 2008 on supplementary regulatory provisions to ECC/DEC/ (06) 04 for UWB devices using mitigation techniques," Electronic Communication Committee, October 2008.
- [30] B.Miscopein, "Systèmes uwb impulsions noncohérents pour les réseaux de capteurs : coexistence et coopération," Ph.D. dissertation, INSA Lyon, Mai 2010.
- [31] ETSI TR 101 538, "Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD); UWB location tracking devices in the railroad environment," Technical Report V1.1.1, October 2012.
- [32] G. Cecchini, "Time Reversal in UWB – Impulse Radio Communications," thèse d'ingénieur, université de Rome, 2007-2008.
- [33] G. Lerosey, "Retournement Temporel d'ondes Electromagnétiques et Application à la Télécommunication en Milieux Complexes," Phd thesis, Paris 7 University- Denis Diderot, 2006.
- [34] G. Lerosey et al., "Time Reversal of electromagnetic waves," Phys. Rev. Lett. 92, 194301 (2004).
- [35] T. Dubois, "Application du Retournement Temporel aux systèmes multi-porteuses : propriétés et performances," thèse de doctorat, INSA Rennes, Mars 2013.
- [36] M. Fink, "Ondes et renversement du temps," Bulletin de l'union des professeurs de physique et de chimie , pp. 25-31, , 2005.

- [37] P. Blomgren, G. Papanicolaou et H. K. Zhao, "Super-resolution in time-reversal acoustics," *Journal of the Acoustical Society of America*, 111 (1), pp. 230-248, , 2002
- [38] C. Prada, M. Fink, "Eigenmodes of the time reversal operator: a solution to selective focusing in multiple target media. *Wave Motion*," Vol. 20, pp. 151-163, 1994.
- [39] M. Fink, "Time Reversal waves and super resolution," *Journal Of Physics : Conference series* 124. 4<sup>th</sup> AIP international conference and the 1<sup>st</sup> congress of the IPIA, 2008.
- [40] A. Derode, P. Roux and M. Fink, "Robust acoustic time reversal with high order multiple scattering," *Physical review letters*, Vol. 75, No. 23, pp. 4206-4209, 1995.
- [41] X. Liu, B.-Z. Wang, S. Xiao, J. Deng, "Performance of Impulse Radio UWB Communication Based On Time Reversal Technique," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER Vol.79, No. 11, pp. 401-413, , 2008.
- [42] D. Abassi-Moghadam, D. Tabataba Vakili, " Channel characterization of time reversal UWB communication systems," *Wiley International Journal of Communication Systems*, Vol. 65, No. 9-10, pp. 601-614, , 2010.
- [43] T. Strohmer, M. Emami, J. Hansen, G. Papanicolaou and A. Paulraj, "Application of Time-reversal with MMSE Equalizer to UWB Communications," *Proceedings of Globecom Conference, Dallas, Texas*, pp.3123-3127, December 2004.\*
- [44] P. Kyritsi, G. Papanicolaou, P. Eggers and A. Oprea, "MISO Time Reversal and Delay-spread Compression for FWA Channels at 5 GHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, Vol.3, No.6, pp. 96-99, 2004.
- [45] J. Tuovinen, G. S. Shiroma, W. E. Forsyth and W. A. Shiroma, "Multipath Communications Using a Phase-conjugate array," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Vol.3, pp.1681-1684, 2003.
- [46] S. M. Emami et al., "Predicted Time Reversal Performance in Wireless Communications Using Channel Measurements," *IEEE COMLET*, 2002.
- [47] A. E. Akogun, "Theory and Application Of Time Reversal Technique to Ultra Wideband Wireless Communications," *Master thesis of science in Electrical Engineering, Tennessee Technological University*, 2005.
- [48] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, M. Fink, "Time Reversal of Electromagnetic waves," *Physical review letters*, Vol. 92, No. 19, pp. 1-3, 2004.
- [49] G. Lerosey, J. de Rosny, G. Montaldo, A. Tourin, A. Derode, and M. Fink, "Timereversal of electromagnetic waves and telecommunication," *Radio Science*, 40-5: 29 – 39, 2005.
- [50] L. De-Nardis, J. Fiorina, D. Panaitopol, M. G. Di Benedetto, "Combining UWB with Time Reversal for improved communication and positioning," *Telecommun Syst. LLC* 2011, DOI10.1007/s11235-011-9630-1.
- [51] Y. Jin, N. O'Donoghue and J. M. F. Moura, "Position Location by Time Reversal in Communication Networks," *ICASSP' 08, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, March 31-April 4, Las Vegas.
- [52] N. Maaref, P. Millot and X. Ferrières, "Electromagnetic Imaging Method Based on Time Reversal Processing Applied to Through-the-Wall Target Localization," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 1, 59 – 67, 2008.

- [53] H. Saghir, M. Heddebaut, F. Elbahhar, J.M. Rouvaen, A. Rivenq, "Train-to-wayside wireless communication in tunnel using ultra-wideband and time reversal," Ed. Elsevier, *Transportation Research Part C: Emerging Technologies* Vol. 17, No. 1, pp. 81-97, 2009.
- [54] H. Saghir, M. Heddebaut, F. Elbahhar, J.-M. Rouvaen, A. Rivenq, J. P. Ghys, "Time Reversal UWB Wireless Communication-Based Train Control in Tunnel," *Journal of Communications (Academy Publisher)*, Vol. 4, No. 4, pp. 248-255, May 2009.
- [55] I.H. Naqvi, "Application of Time Reversal (TR) Technique to Ultra WideBand (UWB) and multi antenna (MIMO) communication systems," Phd thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2009.
- [56] F. B. Elbahhar, A. Rivenq, "New Approach Of Indoor And Outdoor Localization Systems," INTECH, ISBN 978-953-51-0775-0, 260 p., 2012.
- [57] S. M. Ekome, "Etude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les reseaux BAN," Phd thesis, Université Paris-Est, Novembre 2012.
- [58] M. Ghavami, L.V. Michael, R. Kohno. *Ultra Wide Band Signals and Systems in Communication engineering*. Ed. Wiley. London, 247 p., 2007.
- [59] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation," invited paper, in *Proceedings of Milcom'93*. pp. 447-450, December 1993.
- [60] L. Michael, M. Ghavami and R. Kohno, "Multiple pulse generator for ultra wideband communication using hermite polynomial based orthogonal pulses," *IEEE Conf. UWB Sys. and Tech.*, pp. 47-51, May 2002.
- [61] F. Elbahhar, A. Rivenq-Menhaj and J.M. Rouvaen, "Multi-User Ultra-Wide Band Communication System Based on Modified Gegenbauer and Hermite Functions," *Wireless Personal Communications*, 34: 255-277, DOI: 10.1007-005-3922-2, 2005.
- [62] F. Elbahhar, "Multiuser Ultra Wide Band Communication system based on modified Gegenbauer and Hermite functions," Phd thesis, Université de Valenciennes, Mai 2004.
- [63] Z. Lin, P. Wei, "Pulse Position Modulation Time Hopping Ultra Wideband Sharing Signal for Radar and Communication System," *IEEE Conf.*, pp. 1-4, Shanghai, October 2006.
- [64] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama and R. Kohno, "A Novel UWB Pulse Shape Modulation System," *Wireless Personal Communications* 23: 105-120, 2002.
- [65] K. Usuda, H. Zhang and M. Nakagawa, "M-ary pulse shape modulation for PSWF-based UWB systems in multipath fading environment," *IEEE Global Telecommunication Conference*, pp. 3498-3504, 2004.
- [66] Y. Kim, B. Jang, C. Shin and F. Womack, "Orthonormal pulses for high data rate communication in indoor UWB systems," *IEEE Communication Letters* 9: 405-407, 2005.
- [67] L. Zhang, Z. Zhou, "Research on orthogonal wavelet synthesized UWB waveform signal," *IEEE International Conference on Communication*, pp. 803-805, 2005.
- [68] A. El Abed, F. Elbahhar, Y. Elhillali, A. Rivenq, R. Ellassali, "UWB Communication System Based on Bipolar PPM with Orthogonal Waveforms," *Wireless Engineering and Technology* Vol.3, No.3, ID:21474,8 p., DOI:10.4236/wet.2012.33026, 2012.

- [69] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wideband width time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.48, No.4, pp.679–689, 2000.
- [70] J. Schwoerer, "Etude et implementation d'une couche physique UWB impulsionnelle à bas débit et faible complexité," PhD. dissertation, INSA Rennes, Janvier2006.
- [71] J. Fisher, R. Kohno, M. M. Laughlin, M. Welborn, "DS-UWB physical Layer submission to 802.15 task group 3a," tech. rep., IEEE, September 2005.
- [72] M. Welborn, W. Shvodian, "Ultra-wideband technology for wireless personal area networks-the IEEE 802.15.3/3a standards," in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, ICUWB 2003*, November 2003.
- [73] D. Cassioli, M. Win and A. Molisch, "A statistical model for the UWB indoor channel," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2001- Spring*, vol.2, pp.1159-1163, Vol. 2, 2001.
- [74] J. Foertser, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," Document technique IEEE P 802.15-02/490 r1-SG 3a, IEEE P 802.15 Working Group for WPANs, Février 2003.
- [75] W. Turin, R. Jana, S. Ghassemzadeh, C. Rice, and T. Tarokh, "Autoregressive Modeling of an indoor UWB channel," in *Digest of Papers, IEEE Conference on UltraWideband Systems and Technologies, ICUWB 2002*, pp.71-74, 2002.
- [76] M. Weisenhorn, W. Hirt, "Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties," in *International Workshop on Ultra Wideband Systems, Joint with Conference on Ultra wideband Systems and Technologies, Joint UWB ST & IWUWBS, 2004*, pp.156-160, 18-21, May2004.
- [77] S. Paquelet, L. M. Aubert and B. Uguen, "An impulse radio asynchronous Transceiver for high data rates," in *International Workshop on Ultra Wideband Systems, Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, Joint UWB ST&IWUWBS 2004*, pp.1-5, May 2004.
- [78] X. Liu, B.-Z. Wang, S. Xiao, J. Deng, "Performance of Impulse Radio UWB Communication Based On Time Reversal Technique," *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, Vol.79, No. 11, pp. 401-413, 2008.
- [79] S.F. Mahmoud, J.R. Wait, "Geometrical optical approach for electromagnetic wave propagation in rectangular mine tunnels," *Radio Science*, Vol. 9, Number 12, Dec. 1974, pp. 1147-1158.
- [80] K. Witrisal, M. Pausini, "Statistical analysis of UWB channel Correlation functions," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 57(3):1359–1373, 2008.
- [81] P. Bello, "Characterization of randomly time variant linear channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-11, No. 4, pp. 360-393, December 1963.
- [82] D. P. Dhiraj, "On the simulations of correlated Nakagami-m fading channels using sum of sinusoids method," PhD thesis, University of Missouri-Columbia, 2006.

# Publications et communications scientifiques

## - Journal International

- [1] B. Fall & al., "Assessment of the Contribution of Time Reversal on a UWB Localization System for Railway Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology (TVT)* (*soumis*).
- [2] B. Fall, M. F. Elbahhar, M. Heddebaut, A. Rivenq, "Time-Reversal UWB Positioning Beacon for Railway Application," *Wireless Engineering and Technology*, Vol. 4, 2013, pp.28-39.
- [3] M. Heddebaut, F. Elbahhar, B. Fall, A. Rivenq "Perspectives d'utilisation de l'ULB en signalisation ferroviaire", *accepté en sept 2013 pour REE*.
- [4] F. Elbahhar, B. Fall, A. Rivenq, M. Heddebaut and R. Ellassali, "Indoor Positioning System Based on the Ultra Wide Band for Transport Applications" by chapitre in *New Approach of Indoor and Outdoor Localization Systems* Edited by Fouzia Boukour Elbahhar and Atika Rivenq, ISBN 978-953-51-0775-0,2012.

## - Actes de Rencontre Internationales

- [5] B. Fall, M. F. Elbahhar, M. Heddebaut and A. Rivenq, "Effects of Time Reversal Technique on a UWB Positioning System," *International Conference On Telecommunications (ICT)*, Casablanca (Morocco), 6-8 Mai 2013, pp. 1-5.
- [6] B. Fall, M. F. Elbahhar, M. Heddebaut, A. Rivenq, "Time-Reversal UWB Positioning Beacon for Railway Application," *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), IEEE Proceeding*, Sydney (Australia), 2012, pp.1-8.
- [7] B. Fall, M. F. Elbahhar, M. Heddebaut and A. Rivenq, "Time Reversal and UWB Techniques for Positioning System in Transport Applications," *International Symposium on Signal, Image, Video and Communications (ISIVC)*, Valenciennes (France), 4-6 July 2012, pp. 1-4.
- [8] F.Elbahhar, B.Fall , M.Heddebaut, A.Rivenq , J.M.Rouvaen "Indoor positioning system based on the UWB technique," (*IPIN*), Guimarães (Portugal) , 21-23 September 2011.

## - Actes de Rencontres Nationales

- [9] B. Fall, M. F. Elbahhar, M. Heddebaut and A. Rivenq, " Etude d'une balise de localisation pour les trains, fondée sur l'association des techniques ULB et retournement temporel," *Assemblée générale Interférences d'Ondes, Nice*, 24-26 Octobre 2011.

# Annexes A : Régulation du spectre ULB aux Etats-Unis et en Asie

## A.1 Régulation aux États-Unis

Le processus de régulation du spectre radio ULB aux États-Unis a été entamé par la FCC en 1998. Une première proposition de régulation est alors proposée en mai 2000 [17]. Les règles de régulation du spectre ULB de la FCC permettent d'émettre des signaux principalement sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, en respectant une densité spectrale de puissance inférieure aux règles déjà en place pour les émissions radio non intentionnelles. Trois classes différentes d'équipements sont considérées :

- les systèmes d'imagerie radar ;
- les systèmes radar embarqués de véhicules ;
- les systèmes de communication et de mesure.

Chaque classe d'équipement possède son propre masque d'émission. La **Figure A.1** présente le masque d'émission des systèmes de communication, pour usage intérieur (indoor). Pour la bande de fréquences de largeur 7.5 GHz ( $[3.1 - 10.6]$  GHz), la FCC autorise une puissance PIRE<sup>33</sup> moyenne de -41.3dBm/MHz (*cela équivaut environ à 74 nW/MHz*) comme présenté en **Figure A.1**. En dehors de la bande une marge de 10 dB est établie pour les systèmes nécessitant une infrastructure fixe (*indoor*) et de 20 dB pour les systèmes en extérieur (*outdoor*) portatifs (*hand-held*) (**Figure A.1**). Cette distinction entre les deux systèmes est due au déplacement des derniers impliquant le changement fréquent d'environnement entraînant plus de risque d'interférences. Evidemment, cette limitation de puissance sévère est compensée par la largeur de bande de fréquence occupée, ce qui justifie le gain en débit (*Eq. A.1*).

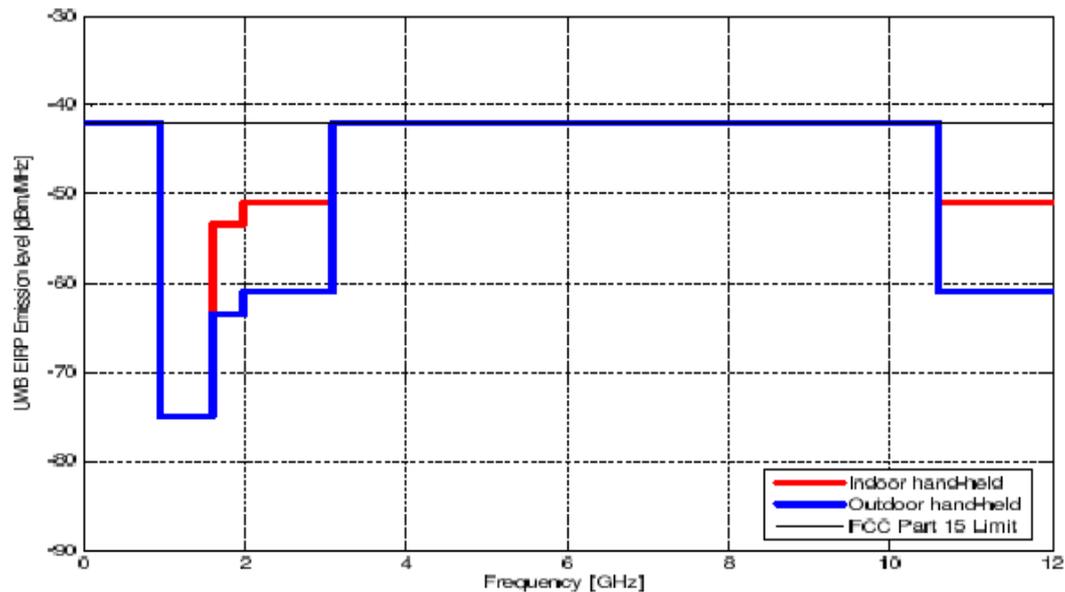
Une autre limite sur la puissance crête est également instaurée afin d'éviter des puissances instantanées trop importantes engendrées par des valeurs de PRF trop faibles. Exprimée en dBm autour de la fréquence correspondante au maximum spectral et fonction de la bande de résolution (*RBW*) comprise entre 1 MHz et 50 MHz, elle est définie par Eq. A.1 :

$$EIRP_{pic} = 20 \log_{10} \left( \frac{RBW}{50} \right) \quad (A.1)$$

---

<sup>33</sup> Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente

Ainsi pour une bande de mesure de 50 MHz, la puissance crête est limitée à 0 dBm. Au niveau système, une limitation sur la PRF<sup>34</sup> est imposée puisque les puissances moyennes et crêtes en dépendent. La FCC a fixé une limite minimale de 1 MHz.



*Figure A. 1 : Masque de limitation de la PIRE selon la FCC*

## A. 2 Régulation en Asie

En Asie, chaque pays dispose d'un masque de spectre ULB spécifique. En 2003, l'autorité de régulation Singapourienne : la Singapore Infocomm Development Authority (*IDA*) a créé une zone de recherche sur l'ULB, appelée UWB Friendly Zone, qui permet de déployer des tests et des démonstrateurs à Singapour avec des expérimentations utilisant des émissions de puissance jusqu'à 10 dB au-dessus de la limite de la FCC et une bande s'étalant de 2 GHz à 10 GHz [17]. En cela, l'IDA tente de donner une avance significative à Singapour dans les nouvelles technologies de communication très probablement dans le but de rester scientifiquement et économiquement concurrentiel. En Août 2006, le journal officiel du gouvernement japonais a annoncé la réglementation du spectre radio ULB au Japon. Les bandes de fréquences attribuées sont : 3.4 - 4.8 GHz et 7.5 - 10.25 GHz. La **Figure A.2** présente les différents masques de puissance du spectre ULB.

<sup>34</sup> Pulse Repetition Frequency

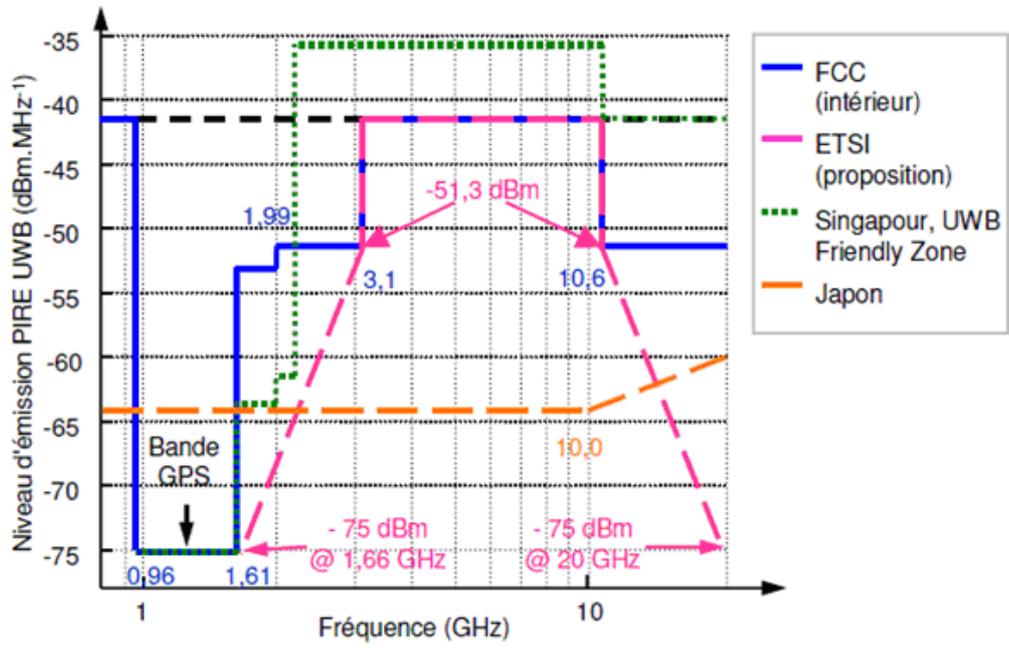


Figure A. 2 : Masque de puissance du spectre ULB

# Annexe B : Retournement Temporel (RT)

## B. 1 RT des ondes acoustiques

En acoustique, la propagation d'une onde en milieu fluide hétérogène et non dissipatif est régie par l'équation suivante :

$$\rho_0(r) \nabla \cdot \left( \frac{1}{\rho_0(r)} \cdot \nabla \Phi(r,t) \right) = \frac{1}{c_0^2(r)} \frac{\partial^2 \Phi(r,t)}{\partial t^2} \quad (B.1)$$

où  $\Phi(r,t)$  est le potentiel acoustique de l'onde au point  $r$ ,  $c_0(r)$  correspond à la distribution spatiale de célérité du son du milieu et  $\rho_0(r)$  à la distribution de densité du milieu. Cette équation présente la propriété d'être invariante par renversement du temps. En effet, si un potentiel  $\Phi(r,t)$  en est solution, alors  $\Phi(r,-t)$  est aussi solution car on est en présence de dérivées d'ordre pair en temps. Cette propriété implique que pour toute onde divergente  $\Phi(r,t)$ , il existe une onde  $\Phi(r,-t)$  qui converge vers sa source acoustique. Toutefois, si le milieu de propagation présente une atténuation dépendant de la fréquence, l'équation de propagation peut contenir une dérivée d'ordre impair et donc, l'invariance est perdue. La propriété spéciale du retournement temporel a été observée par Stokes dans le cadre de l'expérience classique de la réflexion et de la transmission d'une onde plane sur une interface séparant deux milieux dont les vitesses du son sont différentes [37].

## B. 2 Le principe de réciprocité

Le principe de réciprocité de Helmholtz-Kirchhoff a été démontré à partir du système d'équations linéaires et couplées qui régit l'évolution du champ acoustique (*équation de conservation de la masse, équation d'Euler, équation d'Etat*). Dans le cas de l'acoustique linéaire, ce système peut s'écrire, sous l'hypothèse d'adiabaticité, sans terme source et sans écoulement comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \rho(r,t) &= -\nabla \cdot (\rho_0(r) \mathbf{v}(r,t)) \\ \rho_0(r) \cdot \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{v}(r,t) &= -\nabla p(r,t) \\ p(r,t) &= c_0^2(r) \cdot \rho(r,t) \end{aligned} \quad (B.2)$$

où  $\rho(r,t)$  représente la variation de densité,  $v(r,t)$ , la vitesse particulière et  $p(r,t)$ , la variation de pression du milieu au point  $r$  et au temps  $t$ . En changeant la variable  $t$  en  $-t$ , la vitesse particulière  $v_a(r,t)$  qui correspond à l'onde divergente deviendra  $-v_a(r,-t)$  dans le cas de l'onde convergente. Ceci peut s'expliquer physiquement par le fait que le vecteur vitesse est une dérivée temporelle du vecteur position. Ce système présentant deux dérivées temporelles d'ordre 1, il est possible de réaliser un retournement temporel instantané en enregistrant à un instant donné dans tout l'espace à la fois la pression et la vitesse et en renvoyant la pression inchangée et la vitesse en sens opposé. Cette approche n'est pas techniquement réalisable en trois dimensions. Il a été démontré que la connaissance de la pression et de la vitesse normale sur une surface fermée (2D) suffit à décrire entièrement le champ dans tout le volume englobé par cette surface [37]. Il a aussi été démontré qu'en pratique, dans une expérience de retournement temporel, les émetteurs et récepteurs pourront être interchangeables car leurs rôles sont réciproques.

### B. 3 La cavité à retournement temporel

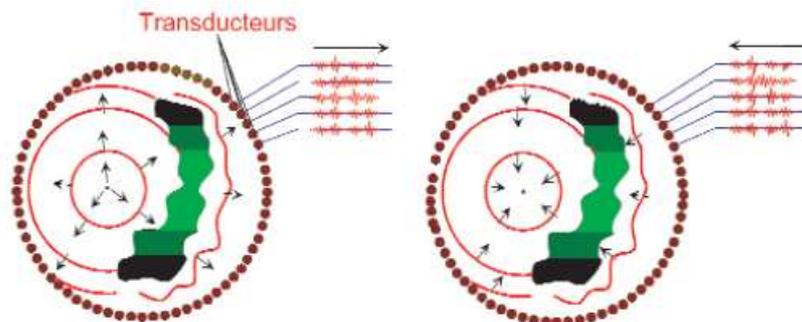
Dans toute expérience de propagation, une solution unique de l'équation d'onde  $\Phi(r,t)$  est déterminée sur la base des conditions initiales. Dans les expériences de RT, l'objectif est de modifier les conditions initiales de telle manière que  $\Phi(r,-t)$  devienne aussi une solution. Toutefois, en raison de la nature causale des phénomènes physiques,  $\phi(r,-t)$  n'est pas une solution expérimentalement valide. Cependant, Le concept de cavité à retournement temporel a été développé par D. Cassereau et M. Fink [33]. Ces auteurs ont démontré qu'en exploitant le principe de Helmholtz Kirchoff, l'opération de Retournement Temporel d'un champ ne consiste plus à inverser le champ acoustique en tous points du volume considéré à un instant donné, mais seulement le champ et sa dérivée normale sur la surface délimitant ce volume. Il devient alors possible de fabriquer le champ "Retourné Temporel" associé au champ solution de l'équation de propagation des ondes acoustiques. Ce champ "Retourné Temporel" correspond alors à l'onde convergente associée à l'onde qui avait été initialement émise. Cette cavité permet donc littéralement de renvoyer vers sa source une onde initialement divergente qui a été émise dans le milieu. Ainsi, une expérience de retournement peut se décrire en deux phases :

- Une phase d'enregistrement, durant laquelle la source émet une impulsion de durée donnée, la cavité constituée de transducteurs enregistre alors le champ et la dérivée normale du champ ;

- Une phase de réémission, durant laquelle chaque transducteur de la cavité se comporte telle une source et émet le champ ainsi que sa dérivée normale en sens opposé, ces deux grandeurs sont émises dans une chronologie inversée par rapport à la réception.

Pour représenter le principe d'une telle expérience, les auteurs ont utilisé une expérience conceptuellement aisée [33] qui consiste à imaginer une source d'ondes entourée par une surface complètement fermée couverte de transducteurs piézo-électriques. Le champ ondulatoire rayonné dans un premier temps est mesuré et enregistré par tous les transducteurs. Dans un deuxième temps, on impose sur cette même surface ce champ dans une chronologie temporelle inversée. La surface devient émettrice et génère alors un champ renversé temporellement, dual du champ initial, qui converge exactement vers sa source, et ceci aussi bien en milieu homogène qu'hétérogène (voir **Figure B.1**). L'onde ainsi créée se refocalise sur sa source initiale. Il a été démontré que la taille de la tâche focale, qui est définie comme la largeur à mi-hauteur de la zone sur laquelle l'énergie se concentre, est limitée par la diffraction. Sa dimension caractéristique est donc de l'ordre de la demi longueur d'onde associée aux signaux utilisés ( $\frac{\lambda}{2}$ ).

L'onde parfaitement convergente donne lieu, après le collapse au point source, à une nouvelle onde divergente, ce qui entraîne l'apparition d'une tâche de diffraction autour de la source.



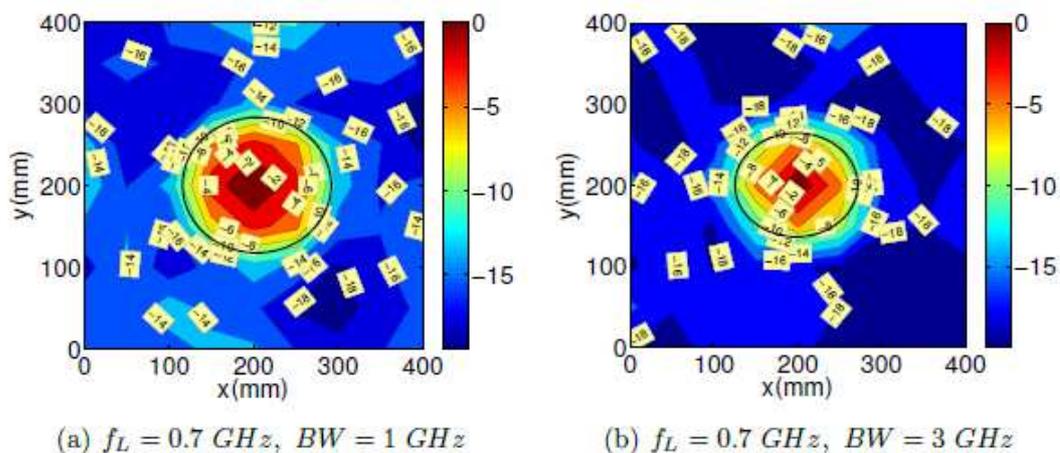
**Figure B. 1 :** a) Phase d'enregistrement des signaux, b) Phase de réémission des signaux retourné temporellement à inverser

## B. 4 Travaux sur l'ULB-RT

Naqvi et al. se sont investis sur la validation du RT pour l'association à l'ULB, cette étude a été faite du point de vue de la propagation afin d'étudier les différents paramètres RT [55].

Les résultats de l'approche mixte pour les validations RT sont utilisés pour étudier la focalisation spatiale du RT dans un environnement intérieur et en chambre réverbérante (CR). Les effets de différentes largeurs de bande et différentes valeurs de fréquence minimale ( $f_L$ )

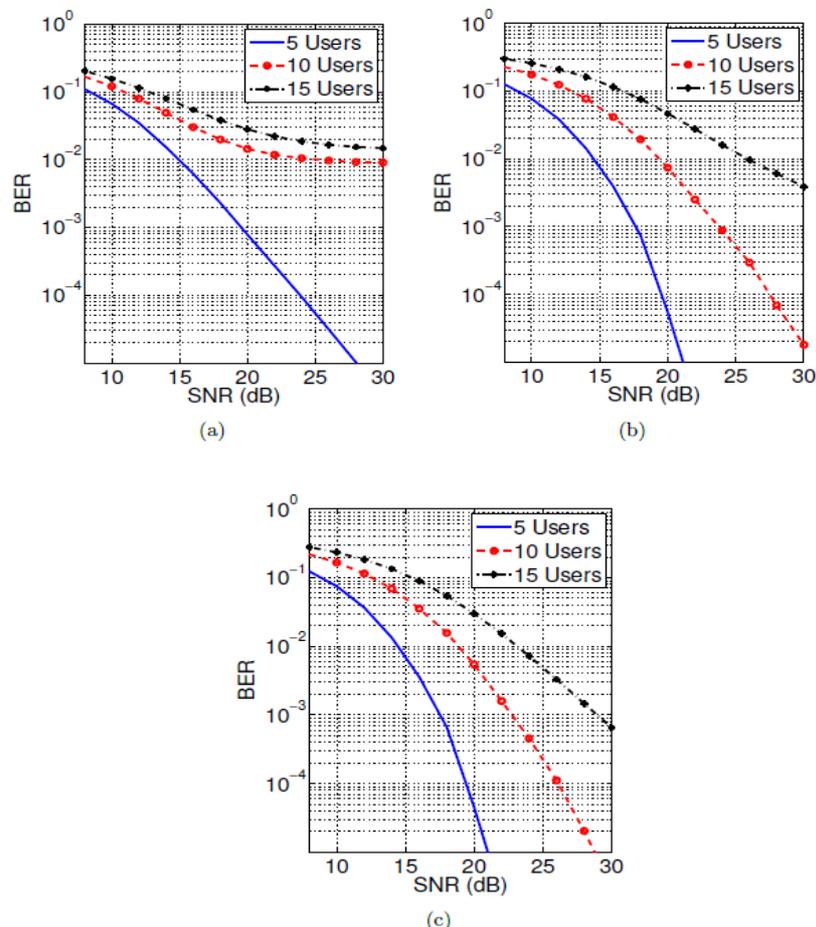
sont étudiés sur la focalisation spatiale du RT. La largeur de bande des signaux est modifiée de deux façons : dans le premier cas, la fréquence basse ( $f_L$ ) est maintenue constante et la bande passante est accrue en augmentant la fréquence supérieure ( $f_U$ ), alors que dans le second cas, la fréquence centrale ( $f_C$ ) de la bande est maintenue constante et la bande passante du signal est augmentée de façon symétrique autour de  $f_C$ . La **Figure B.2** compare la focalisation spatiale du RT pour des largeurs de bande de  $1\text{ GHz}$  et de  $3\text{ GHz}$ , pour une  $f_L = 0.7\text{ GHz}$ . La dimension de la tache de focalisation ne diminue cependant pas beaucoup. Une étude similaire a été effectuée en comparant la focalisation spatiale du RT pour une bande passante constante de  $3\text{ GHz}$ , avec des fréquences  $f_L = 0.7$  et  $2\text{ GHz}$ . Dans ce cas, la dimension de la tâche de focalisation diminue significativement avec l'augmentation de la fréquence inférieure. Les auteurs ont en outre évalué la faisabilité de la technique RT en communication ULB en utilisant des résultats de l'approche par mesure. Un canal de propagation indoor typique est sélectionné pour l'étude. Ainsi différentes caractéristiques du RT, telles que le gain de focalisation ( $GF$ ), l'augmentation de la puissance moyenne ( $APM$ ), le signal à lobe secondaire ( $RSS$ ), la puissance crête normalisée ( $PCN$ ) et l'écart type des retard ( $\sigma_\tau$ ), sont étudiées en configuration LOS et NLOS. Il a ainsi été démontré qu'avec le RT, le signal est reçu est comprimé dans le temps, a une durée effective très courte et son RSS est élevé. Tous les types de configuration étudiés ont montrés l'avantage de l'association du RT à l'ULB pour la communication. La robustesse du retournement temporel a également été évaluée.



**Figure B. 2 :** Focalisation spatiale du RT

L'étude paramétrique du RT est effectuée avec différentes configurations multi-antennes (*SISO*, *SIMO*, et *MIMO*) en contexte ULB. Les auteurs ont ainsi développé un nouveau schéma de modulation pour la communication ULB-RT, l'analyse théorique des performances en TEB de cette nouvelle modulation a été effectuée, puis validée en simulation et en expérimentation [55].

La **Figure B.3 a-c** montre les performances en TEB avec le RT-simple (*RT-ULB avec modulation conventionnelle*), le RTPC (*Retournement Temporel par Permutation Circulaire : il s'agit de la technique avec une modulation particulière développé dans [55]*) et le RT-modifié (*qui est aussi associé à une modulation spécifique*) pour 5, 10 et 15 utilisateurs simultanés. Le RT-modifié présente de meilleures performances que le RT-simple ou le RTPC, en particulier pour un nombre d'utilisateurs simultanés plus élevé (10, 15).



**Figure B. 3 :** Performance en TEB avec 5, 10 et 20 utilisateurs simultanés avec a) RT-simple, b) RTPC, c) RT-modifié

# Annexe C : Table des figures et Table des tableaux

## C. 1 Table des figures

### C. 1. 1 Chapitre 1

|   |    |
|---|----|
| <i>Figure 1. 1 : Principe de la localisation par GPS</i> .....  | 14 |
| <i>Figure 1. 2 : Localisation par Cell-ID (voir possibilité de changer la figure)</i> .....                 | 15 |
| <i>Figure 1. 3 : Principe de fonctionnement du système Active Bat</i> .....                                 | 18 |
| <i>Figure 1. 4 : Principaux risques majeurs dans le domaine ferroviaire</i> .....                           | 25 |
| <i>Figure 1. 5 : Balise KVB fixée sur la voie (www.lebmodelisme.com)</i> .....                              | 26 |
| <i>Figure 1. 6 : Organigramme du traitement des données par les différents organes du système KVB</i> ..... | 27 |
| <i>Figure 1. 7 : Balise ERTMS KVB fixé sur la voie (www.mermecgroup.com)</i> .....                          | 29 |
| <i>Figure 1. 8 : Niveau 1 ERTMS</i> .....   | 30 |
| <i>Figure 1. 9 : Niveau 2 ERTMS</i> .....   | 31 |
| <i>Figure 1. 10 : Niveau 3 ERTMS</i> .....  | 31 |
| <i>Figure 1. 11 : Système ULB-RT proposé</i> .....  | 34 |

### C. 1. 2 Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| <i>Figure 2. 1 : Image extraite du brevet déposé par Ross - Comparaison de l'occupation spectrale entre l'ULB (réglementation FCC) et les autres systèmes</i> ..... | 38 |
| <i>Figure 2. 2 : a) Approche impulsionnelle mono-bande ; b) Approche bandes duales ; c) Approche multi-bandes</i> .....   | 42 |
| <i>Figure 2. 3 : Spectre multi-bandes OFDM</i> .....  | 44 |
| <i>Figure 2. 4 : Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF</i> .....   | 48 |
| <i>Figure 2. 5 : a) Phase d'émission/réception, b) RT et réémission</i> .....   | 56 |
| <i>Figure 2. 6 : Processus de RTI</i> .....   | 56 |
| <i>Figure 2. 7 : Principe du RT en contexte ULB</i> .....   | 58 |
| <i>Figure 2. 8 : Principe de la métrique TDOA (2 D)</i> .....   | 62 |
| <i>Figure 2. 9 : Impulsion Gaussienne et ses dérivées</i> .....   | 65 |
| <i>Figure 2. 10 : Représentation temporelle des 4 premiers ordres de Gegenbauer pour <math>\beta = 1</math></i> 67  |    |
| <i>Figure 2. 11 : Illustration du TH-PPM utilisant les bits « 0 » et « 1 »</i> .....  | 70 |
| <i>Figure 2. 12 : Représentation d'un symbole en DS-UWB</i> .....   | 71 |

### C. 1. 3 Chapitre 3

|   |    |
|---|----|
| <i>Figure 3. 1 : Forme d'onde seconde dérivée gaussienne utilisée</i> .....   | 84 |
| <i>Figure 3. 2 : Modélisation du canal de propagation par la méthode optique et géométrique des images</i> .....  | 85 |
| <i>Figure 3. 3 : Résultats analytiques et de simulation correspondants respectivement à la RIC équivalente <math>heq(t)</math> et au profil des puissances retards (Power Delay Profile) <math>PDP_{ULB-RT}(t)</math>: a, b) pour CM1; c, d) pour CM2; e, f) pour CM3</i> ..... | 94 |
| <i>Figure 3. 4 : a) <math>PDP_{ULB}</math>; b) <math>PDP_{ULB-RT}</math>; pour le modèle CM 1</i> .....   | 95 |

|   |     |
|---|-----|
| <b>Figure 3. 5 :</b> a) $PDP_{ULB}$ ; b) $PDP_{ULB-RT}$ ; pour le modèle CM 2.....  | 95  |
| <b>Figure 3. 6 :</b> a) $PDP_{ULB}$ ; b) $PDP_{ULB-RT}$ ; pour le modèle CM 3.....  | 95  |
| <b>Figure 3. 7 :</b> Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 2 trajets)<br>a) $heq(t)$ , b) $PDP_{ULB-RT}(t)$ .....   | 99  |
| <b>Figure 3. 8 :</b> Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 4 trajets)<br>a) $heq(t)$ , b) $PDP_{ULB-RT}(t)$ .....   | 100 |
| <b>Figure 3. 9 :</b> Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (configuration à 6 trajets)<br>a) $heq(t)$ , b) $PDP_{ULB-RT}(t)$ .....   | 100 |
| <b>Figure 3. 10 :</b> Résultats analytiques et de simulation pour ULB-RT (Configuration à 10<br>trajets) a) $heq(t)$ , b) $PDP_{ULB-RT}(t)$ .....   | 100 |
| <b>Figure 3. 11 :</b> GF en fonction du nombre de trajets.....  | 101 |
| <b>Figure 3. 12 :</b> a) $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$ pour config. à 2 trajets ; b) $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$ pour config.<br>à 4 trajets ; c) $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$ pour config. à 6 trajets ; d) $PDP_{ULB-RT}(p_i, t)$ pour config. à<br>10 trajets.....   | 102 |
| <b>Figure 3. 13 :</b> a) $h(t)$ ; b) $heq(t)$ pour la config. à 2 trajets ; c) $h(t)$ ; d) $heq(t)$ pour la config. à<br>4 trajets ; e) $h(t)$ ; f) $heq(t)$ pour la config. à 6 trajets ; g) $h(t)$ h) $heq(t)$ pour la config. à 10<br>trajets.....   | 104 |
| <b>Figure 3. 14 :</b> a) $PDP_{ULB}(t)$ ; b) $PDP_{ULB-RT}(t)$ pour la config. à 2 trajets ; c) $PDP_{ULB}(t)$ ; d)<br>$PDP_{ULB-RT}(t)$ pour la config. à 4 trajets ; e) $PDP_{ULB}(t)$ ; f) $PDP_{ULB-RT}(t)$ pour la config. à 6<br>trajets ; g) $PDP_{ULB}(t)$ ; h) $PDP_{ULB-RT}(t)$ pour la config. à 10 trajets..... | 105 |
| <b>Figure 3. 15 :</b> a) $heq(p_0, t)$ pour $d_0 = 10$ m ; b) $heq(p_1, t)$ pour $d_1 = 12$ m .....   | 106 |
| <b>Figure 3. 16 :</b> FS vs. la distance Tx-Rx pour les configurations à 2, 3, 4, 6 et 10 trajets .....   | 107 |
| <b>Figure 3. 17 :</b> $PDP_{ULB-RT}$ config. MISO 2 x 1, a) config. à 2 trajets, b) config. à 4 trajets, c)<br>config. à 6 trajets, d) config. à 10 trajets .....   | 110 |
| <b>Figure 3. 18 :</b> $PDP_{ULB-RT}$ config. MISO 3 x 1, a) config. à 2 trajets, b) config. à 4 trajets, c)<br>config. à 6 trajets, d) config. à 10 trajets .....   | 111 |
| <b>Figure 3. 19 :</b> a) $heq(p_0, t)$ à la position $p_0$ ; b) $heq(p_1, t)$ à la position $p_1$ (config. MISO 2x1,<br>à 4 trajets) .....  | 112 |
| <b>Figure 3. 20 :</b> Principe du système de localisation ULB/ULB-RT exploitant la technique DS-<br>CDMA.....   | 115 |
| <b>Figure 3. 21 :</b> Principe du système de localisation ULB/ULB-RT exploitant la technique des<br>fonctions modifiées de Gegenbauer .....   | 116 |
| <b>Figure 3. 22 :</b> Etude comparative portant sur l'erreur de précision entre les systèmes ULB et<br>ULB-RT (cas de la configuration à 10 trajets) .....  | 117 |
| <b>Figure 3. 23 :</b> Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE Vs SNR pour les configurations à 2, 6 et<br>10 trajets.....  | 118 |
| <b>Figure 3. 24 :</b> Etude comparative de l'erreur de précision entre les systèmes ULB et ULB-RT<br>(cas du modèle de canal CM3).....  | 119 |
| <b>Figure 3. 25 :</b> Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE Vs SNR pour les modèles de canal CM1,<br>CM2 et CM3 .....  | 120 |
| <b>Figure 3. 26 :</b> Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE vs SNR ; a) pour le modèle à rayon avec 2<br>et 6 trajets, b) pour le modèle IEEE 802.15.3a CM1 et CM2 (forme d'onde monocycle).....   | 122 |
| <b>Figure 3. 27 :</b> Comparaison ULB/ULB-RT, RMSE vs SNR ; a) pour le modèle à rayon avec 2<br>et 6 trajets, b) pour le modèle IEEE 802.15.3a CM1 et CM2 (fonction de Gegenbauer).....   | 122 |
| <b>Figure 3. 28 :</b> Impact de la forme d'onde sur le RMSE (Méthode des rayons - 10 trajets) ..  | 123 |
| <b>Figure 3. 29 :</b> Impact de la forme d'onde sur le RMSE (Modèle IEEE 802.15.3a CM3) .....   | 123 |

|  |     |
|--|-----|
| <b>Figure 3. 30</b> : Impact de la fréquence d'échantillonnage sur le RMSE ; a) Méthode des rayons avec 6 et 10 trajets, b) modèle CM1, CM2 et CM3 ; (SNR = 8 dB).....                 | 124 |
| <b>Figure 3. 31</b> : Impact du jitter sur le système de localisation ULB conventionnel et ULB-RT; (cas du modèle exploitant la méthode des rayons ; configuration à 10 trajets) ..... | 126 |
| <b>Figure 3. 32</b> : Impact du jitter sur le système de localisation ULB conventionnel et ULB-RT; (cas du modèle IEEE 802.15.3a ; CM3) .....  | 127 |

## C. 1. 4 Chapitre 4

|  |     |
|--|-----|
| <b>Figure 4. 1</b> : Exemple de mise en œuvre du dispositif expérimental .....   | 131 |
| <b>Figure 4. 2</b> : Mise en œuvre du cas de Figure 3 (présence de deux plaques réfléchrices) en configuration SISO .....  | 132 |
| <b>Figure 4. 3</b> : Mise en œuvre du cas de Figure 4 (présence de quatre plaques réfléchrices) en configuration SISO .....  | 132 |
| <b>Figure 4. 4</b> : Environnement indoor (Laboratoire RF de l'IFSTTAR/LEOST) .....  | 133 |
| <b>Figure 4. 5</b> : Antenne réceptrice de type monopôle (omnidirectionnelle).....   | 134 |
| <b>Figure 4. 6</b> : Signal reçu sans RT (cas de la configuration SISO, avec 3 plaques réfléchrices) .....   | 136 |
| <b>Figure 4. 7</b> : Signal reçu avec RT (cas de la configuration SISO, avec 3 plaques réfléchrices) .....   | 137 |
| <b>Figure 4. 8</b> : Illustration du principe d'évaluation de FS .....   | 138 |
| <b>Figure 4. 9</b> : Signal reçu à la position cible $p_0$ (configuration SISO avec deux plaques réfléchrices).....  | 139 |
| <b>Figure 4. 10</b> : Signal reçu à la position interférente $p_1$ (configuration SISO avec deux plaques réfléchrices).....  | 139 |
| <b>Figure 4. 11</b> : a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration SISO) .....  | 141 |
| <b>Figure 4. 12</b> : a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration MISO 2x1) ..   | 141 |
| <b>Figure 4. 13</b> : a) Signal reçu sans RT, b) Signal reçu avec RT (configuration MISO 3x1) ..   | 141 |
| <b>Figure 4. 14</b> : a) Signal reçu avec RT à la position cible $p_0$ ; b) signal reçu avec RT à la position $p_1$ (configuration SISO) .....                             | 142 |
| <b>Figure 4. 15</b> : Signal reçu dans le cas du système ULB conventionnel (sans RT) pour la station 1 .....   | 144 |
| <b>Figure 4. 16</b> : Signal reçu dans le cas du système ULB-RT pour la station 1.....   | 144 |
| <b>Figure 4. 17</b> : Localisation ULB conventionnelle et ULB-RT (cas de figure à 3 plaques réfléchrices en chambre anéchoïque) .....                                      | 145 |
| <b>Figure 4. 18</b> : Localisation ULB conventionnelle et ULB-RT pour les trois formes d'ondes utilisées ( $2^{nde}$ dérivée gaussienne, monocycle et de Gegenbauer) ..... | 147 |
| <b>Figure 4. 19</b> : Signal reçu avec le système ULB conventionnel (sans RT) (en environnement indoor), pour la station 1 .....   | 148 |
| <b>Figure 4. 20</b> : Signal reçu avec le système ULB-RT (en environnement indoor), pour la station 1 .....  | 148 |

## C. 1. 5 Annexe A

|  |     |
|--|-----|
| <b>Figure A. 1</b> : Masque de limitation de la PIRE selon la FCC..... | 160 |
| <b>Figure A. 2</b> : Masque de puissance du spectre ULB .....          | 161 |

## C. 1. 6 Annexe B

|   |     |
|---|-----|
| <b>Figure B. 1</b> : a) Phase d'enregistrement des signaux, b) Phase de réémission des signaux retourné temporellement à inverser ..... | 164 |
| <b>Figure B. 2</b> : Focalisation spatiale du RT.....   | 165 |
| <b>Figure B. 3</b> : Performance en TEB avec 5, 10 et 20 utilisateurs simultanés avec a) RT-simple, b) RTPC, c) RT-modifié.....         | 166 |

## C. 2 Table des Tableaux

### C. 2. 1 Chapitre 1

|   |    |
|---|----|
| <b>Tableau 1. 1</b> : Domaines d'application d'une localisation globale .....   | 14 |
| <b>Tableau 1. 2</b> : Comparaison des principales techniques de localisation en espace libre en termes de performances (précision).....   | 16 |
| <b>Tableau 1. 3</b> : Données exploitées par le système KVB.....  | 25 |
| <b>Tableau 1. 4</b> : Organes composant le système KVB .....  | 26 |
| <b>Tableau 1. 5</b> : Etude comparative des performances du système de communication/localisation par balise et celle du Système de communication localisation ULB-RT proposé ..... | 34 |

### C. 2. 2 Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| <b>Tableau 2. 1</b> : Limites PIRE maximales en Europe .....  | 50 |
| <b>Tableau 2. 2</b> : Normalisation du spectre ULB dans les transports routiers et ferroviaires.... | 51 |

### C. 2. 3 Chapitre 3

|  |     |
|--|-----|
| <b>Tableau 3. 1</b> : Paramètres d'entrée pour l'évaluation (analytique et simulation) des caractéristiques du RT avec le modèle de canal IEEE 802.15.3a ..... | 92  |
| <b>Tableau 3. 2</b> : Gain de focalisation (analytique et simulation) avec le modèle de canal IEEE 802.15.3a.....  | 94  |
| <b>Tableau 3. 3</b> : Paramètres d'entrée correspondant au modèle utilisant la méthode des rayons .....  | 96  |
| <b>Tableau 3. 4</b> : Gain de focalisation (méthode des rayons : 2, 4, 6 et 10 trajets) .....  | 101 |
| <b>Tableau 3. 5</b> : Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 1 m (configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets) .....  | 102 |
| <b>Tableau 3. 6</b> : Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 10 m (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets) .....  | 103 |
| <b>Tableau 3. 7</b> : Focalisation spatiale lors d'un déplacement de 2 m par rapport à la position de référence (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets) .....  | 106 |
| <b>Tableau 3. 8</b> : GF cas MISO 2 x 1 pour les configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets (études analytiques et simulations).....                               | 111 |
| <b>Tableau 3. 9</b> : GF cas MISO 3 x 1 pour les configurations à 2, 4, 6 et 10 trajets.....   | 111 |
| <b>Tableau 3. 10</b> : Focalisation spatiale pour un déplacement de $p_0$ à $p_1$ (configuration à 2, 4, 6 et 10 trajets), cas MISO 2 x 1 .....                | 112 |
| <b>Tableau 3. 11</b> : GF obtenu en analytique et en simulation cas du MISO 2x1 (modèle IEEE 802.15.3a).....   | 114 |
| <b>Tableau 3. 12</b> : GF obtenu dans l'étude théorique et en simulation cas du MISO 3x1 (modèle IEEE 802.15.3a).....  | 114 |
| <b>Tableau 3. 13</b> : Coordonnées des stations de bases .....   | 116 |

|   |     |
|---|-----|
| <b>Tableau 3. 14 :</b> Etude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT en termes de gain de focalisation et d'erreur de localisation (config. à 2, 6, 10 trajets ; SNR = 8 dB) .....    | 118 |
| <b>Tableau 3. 15 :</b> Etude comparative entre le système ULB conventionnel et le système ULB-RT en termes de gain de focalisation et d'erreur de localisation (modèle de canal CM1, CM2 et CM3 ; SNR=8 dB) ..... | 119 |
| <b>Tableau 3. 16 :</b> Paramètres de simulations .....  | 120 |
| <b>Tableau 3. 17 :</b> GF et FS pour le monocycle (cas du modèle à rayon) .....   | 121 |
| <b>Tableau 3. 18 :</b> GF pour le monocycle (cas du modèle IEEE 802.15.3a) .....  | 121 |
| <b>Tableau 3. 19 :</b> GF et FS pour la fonction de Gegenbauer (cas du modèle à rayon) .....  | 121 |
| <b>Tableau 3. 20 :</b> GF pour la fonction de Gegenbauer (cas du modèle IEEE 802.15.3a) .....   | 121 |
| <b>Tableau 3. 21 :</b> Impact de la forme d'onde sur le gain de focalisation .....  | 121 |
| <b>Tableau 3. 22 :</b> Valeurs du jitter en fonction de la largeur d'impulsion .....  | 126 |

## C. 2. 4 Chapitre 4

|   |     |
|---|-----|
| <b>Tableau 4. 1 :</b> Ensemble des cas de figure étudiés, en fonction des configurations d'antennes (SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) .....  | 135 |
| <b>Tableau 4. 2 :</b> Gain de focalisation (GF) en fonction du nombre de plaques réflectrices introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) .....  | 137 |
| <b>Tableau 4. 3 :</b> Gain de focalisation (GF) en fonction pour différentes formes ; cas de figure à 3 plaques réflectrices (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) .....                   | 137 |
| <b>Tableau 4. 4 :</b> Focalisation spatiale (FS) en fonction du nombre de plaques réflectrices introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) ..... | 139 |
| <b>Tableau 4. 5 :</b> Focalisation spatiale (FS) en fonction du nombre de plaques réflectrices introduites dans l'environnement de propagation (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) ..... | 140 |
| <b>Tableau 4. 6 :</b> Gain de focalisation (GF) en environnement indoor (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) .....  | 142 |
| <b>Tableau 4. 7 :</b> Focalisation spatiale en environnement indoor (cas SISO, MISO 2x1 et MISO 3x1) .....  | 142 |
| <b>Tableau 4. 8 :</b> Erreurs sur la précision de localisation en fonction des cas de figure étudiés : cas du système ULB conventionnel (ULB sans RT) .....                           | 145 |
| <b>Tableau 4. 9 :</b> Erreurs en localisation en fonction des cas de figure étudiés : cas du système ULB-RT .....   | 146 |
| <b>Tableau 4. 10 :</b> Erreur moyenne en localisation obtenue avec 3 acquisitions (cas du système ULB conventionnel) .....  | 146 |
| <b>Tableau 4. 11 :</b> Erreur moyenne obtenue avec 3 acquisitions (cas du système ULB-RT) .....   | 146 |
| <b>Tableau 4. 12 :</b> Résultats obtenus sur l'erreur de positionnement avec trois acquisitions (environnement indoor) .....  | 148 |

# Résumé

En transports guidés, la localisation précise des trains s'avère vitale pour une exploitation nominale du système de transport. Dans un environnement de propagation tel que celui d'une emprise ferroviaire, un capteur de localisation efficace est complexe à concevoir et à valider lorsqu'il doit opérer en présence de nombreux obstacles fixes et mobiles constitués par l'infrastructure et les trains. Afin de concevoir un tel capteur, nous proposons dans ce travail de thèse l'emploi de techniques innovantes dites de diversité spectrale que l'on retrouve également sous la dénomination de radio Ultra Large Bande (*ULB*). Dans ce travail, cette dernière est également associée à la technique de Retournement Temporel (*RT*) afin de tirer partie de cet environnement de propagation complexe. L'objectif visé est d'obtenir une localisation fiable et robuste des véhicules ferroviaires par focalisation de signaux ULB en direction des antennes sol ou trains. Des études théoriques alliées à des simulations ont été effectuées portant sur les propriétés de focalisation d'énergie de la technique de retournement temporel en tenant compte de plusieurs paramètres liés aux configurations antennaires, aux canaux de propagation rencontrés et à l'électronique utilisée. L'apport du retournement temporel sur la précision du système de localisation Ultra Large Bande a été quantifié en comparant le système de localisation ULB conventionnel, sans retournement temporel puis, en associant le RT. Les résultats théoriques et de simulations de la solution proposée ont été validés par des expérimentations menées en chambre anéchoïque ainsi qu'en environnement indoor.

**Mots-clés :** ULB, retournement temporel, localisation, focalisation temporelle, focalisation spatiale, gain de focalisation, modèles de canaux de propagation, TDOA.

# Abstract

In guided transport, the precise location of trains is vital for nominal operation of the transport system. In a propagation environment such as a railway line, an effective location sensor is complex to design and validate since it must operate in the presence of many fixed and mobile obstacles constituted by the infrastructure and the trains. In this thesis, to design such a sensor, we propose the use of so-called spectral diversity techniques also found under the name of Ultra Wideband radio (UWB). In this work, the latter is also associated with the Time Reversal (TR) technique to take advantage of the complex propagation environment. The objective is to obtain a reliable and robust location of rail vehicles by focusing UWB signals to antennas or ground trains. Theoretical studies combined with simulations were performed on the properties of energy focusing of TR technique taking into account several parameters related to antennal configurations, propagation channels and the railway environment. The contribution of TR on the accuracy of the positioning system was quantified by comparing the conventional UWB positioning system alone and then, combining it with TR. The theoretical results and simulations of the proposed solution have been validated by experiments carried out in an anechoic chamber and in indoor environment.

**Keywords:** UWB, time reversal, location, temporal focusing, spatial focusing, focusing gain, channel propagation models, TDOA.