



**HAL**  
open science

# Techniques embarquées de localisation indoor exploitant le protocole Bluetooth pour des objets connectés basse consommation

Xavier Tolza

► **To cite this version:**

Xavier Tolza. Techniques embarquées de localisation indoor exploitant le protocole Bluetooth pour des objets connectés basse consommation. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut national des sciences appliquées de Toulouse, 2020. Français. NNT: . tel-03117260v1

**HAL Id: tel-03117260**

**<https://laas.hal.science/tel-03117260v1>**

Submitted on 21 Jan 2021 (v1), last revised 30 Mar 2021 (v2)

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

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

# THÈSE

En vue de l'obtention du  
**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**  
Délivré par l'Institut National des Sciences Appliquées de  
Toulouse

---

Présentée et soutenue le 30/09/2020 par  
**Xavier TOLZA**

**Techniques embarquées de localisation indoor exploitant le  
protocole Bluetooth pour des objets connectés basse  
consommation**

---

Ecole doctorale : **GEET - Génie Electrique Electronique et Télécommunications :  
du système au nanosystème**

Spécialité : **MicroNano Systèmes**

Unité de recherche :

**LAAS - Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes**

Jury

M. Camel TANOUGAST, Professeur des Universités, Université de Lorraine, Rapporteur  
M. Pascal CHARGE, Professeur des Universités, Université de Nantes, Rapporteur  
Mme Sonia BEN DHIA, Professeur des Universités, INSA Toulouse, Examinatrice  
M. Yoann CHARLON, Maître de conférence, Université Nice Sophia Antipolis, Examinateur  
M. Jean-Yves FOURNIOLS, Professeur des Universités, INSA Toulouse, Directeur de thèse  
M. Pascal ACCO, Maître de conférence, INSA Toulouse, Co-directeur de thèse  
M. Olivier PAGÈS, CEO de FFLY4U, Encadrant entreprise



## Remerciements

Ce travail de recherche a été financé par la société FFLY4U en collaboration avec le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS) à Toulouse.

Je souhaite tout d'abord remercier mon directeur et mon co-directeur de thèse Jean-Yves Fourniols et Pascal Acco pour m'avoir accompagné au sein de ces trois années de thèse, de m'avoir prodigué conseils et assistance au quotidien (même le week-end). Merci également à l'entreprise FFLY4U d'avoir permis cette aventure, ainsi que tous ses salariés avec qui j'ai partagé le quotidien durant trois ans. Particulièrement, merci à Olivier Pagès le dirigeant de l'entreprise de m'avoir fait confiance, et à Manuel Bracq pour ses conseils avisés qui ont résolu beaucoup de mes problèmes.

Je tiens à remercier M. Camel Tanougast et Pascal Chargé d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce manuscrit, ainsi que les membres de mon jury : Mme Sonia Ben Dhia et M. Yoann Charlon. Je remercie également le personnel du Laboratoire d'Analyse et d'architecture des systèmes et de l'INSA de Toulouse qui m'a aidé dans mes diverses manipulations, que ce soit pour la fabrication du matériel ou les tests : Christophe Escriba, Alexandre Rumeau, Xavier Dollat et Alexandre Boyer. Le réseau d'antennes vectorielles a été réalisé par Rémi Floquet et Augustin Bricout de l'entreprise RF Innovation, et je les en remercie car c'est un véritable bijou d'électronique. Je souhaite également exprimer ma gratitude à Valentin Cayrou pour m'avoir épaulé lors de son stage dans l'entreprise afin de réaliser des mesures en chambre anéchoïque et de les analyser. Un grand merci également à M. Romain Pascaud de m'avoir accueilli avec bienveillance au sein de ses cours de l'ISAE Supaéro et d'avoir partagé avec moi ses connaissances sur les réseaux d'antennes.

Je souhaite également exprimer ma gratitude à M. et Mme Barelli ainsi que leur fille de m'avoir prêté leur aspirateur de chantier, ce qui m'a permis d'économiser un temps précieux lors de la rédaction du manuscrit.

Merci à mes proches et ma famille, mes parents et ma sœur pour leur soutien sans lequel je n'aurais pas pu mener à bout cette aventure.

Merci à toi Anne-Sophie de m'avoir épaulé au quotidien.



D'après une théorie, le jour où quelqu'un découvrira exactement à quoi sert l'Univers et pourquoi il est là, ledit Univers disparaîtra sur-le-champ pour se voir remplacé par quelque chose de considérablement plus inexplicable et bizarre.

Une autre théorie dit que cela s'est déjà passé.

*Adam Douglas - Le dernier restaurant avant la fin du monde*



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Principes de localisation radio en intérieur</b>	<b>5</b>
1.1 Types de localisation . . . . .	7
1.1.1 Détection de proximité . . . . .	7
1.1.2 Repérage / Géorepérage . . . . .	7
1.1.3 Localisation/Géolocalisation . . . . .	8
1.2 Mesures et signaux pour la localisation . . . . .	8
1.2.1 Grandeurs mesurées . . . . .	8
1.2.2 Différents signaux pour la localisation . . . . .	18
1.2.3 Signaux radio-fréquence . . . . .	19
1.3 Environnement de propagation : multi-trajets et évanouissement . . . . .	21
1.3.1 Mitigation et séparation pour les signaux bande étroite . . . . .	22
1.3.2 Impact sur le RSSI . . . . .	24
1.3.3 Impact sur le ToA . . . . .	24
1.3.4 Impact sur l’AoA . . . . .	26
1.4 Architectures réseaux pour objets communicants . . . . .	30
1.4.1 Réseau Maillé/En étoile . . . . .	31
1.4.2 Calcul Distribué/Centralisé . . . . .	31
1.5 Estimation de position . . . . .	32
1.5.1 Modélisation ou apprentissage . . . . .	32
1.5.2 Estimation paramétrique . . . . .	33
<b>2 Modélisation et estimation paramétrique</b>	<b>39</b>
2.1 Modélisation générale . . . . .	40
2.1.1 Scène de localisation . . . . .	40
2.1.2 Incertitude de mesure et de multi-trajets . . . . .	41
2.1.3 Maximum de vraisemblance . . . . .	42
2.2 Received Signal Strength Indication (RSSI) . . . . .	44
2.2.1 Maximum de vraisemblance . . . . .	44
2.3 Time of Arrival (ToA) . . . . .	46
2.3.1 Synchronisation d’horloge . . . . .	46
2.3.2 Maximum de vraisemblance . . . . .	52
2.4 Angle of Arrival (AoA) . . . . .	54
2.4.1 Modélisation de signaux incidents sur un réseau d’antennes . . . . .	54
2.4.2 MUSIC : algorithme de super-résolution pour l’AoA . . . . .	57



2.4.3	Maximum de vraisemblance . . . . .	59
2.5	Fusion des méthodes par Maximum Likelihood Estimator (MLE) . . . . .	62
<b>3</b>	<b>Contraintes pour une intégration embarquée</b>	<b>65</b>
3.1	Protocole radio . . . . .	66
3.1.1	Paquets de communication et localisation . . . . .	66
3.1.2	Synchronisation . . . . .	67
3.2	Contraintes matérielles . . . . .	68
3.2.1	Réseau d'antennes vectorielles . . . . .	68
3.2.2	Acquisition et traitement du signal . . . . .	69
3.2.3	Instrumentation/Banc de test d'une balise . . . . .	73
3.3	Acquisition des mesures . . . . .	74
3.3.1	Mesure de RSSI . . . . .	74
3.3.2	Mesure de ToA . . . . .	75
3.3.3	Mesure d'AoA . . . . .	80
3.4	Performance énergétique du système final . . . . .	85
3.4.1	Modélisation . . . . .	85
3.4.2	Validation du simulateur Nordic . . . . .	92
3.4.3	Consommation du réseau d'antennes . . . . .	94
3.4.4	Application numérique . . . . .	95
<b>4</b>	<b>Résultats de localisation</b>	<b>101</b>
4.1	Critère de comparaison . . . . .	102
4.2	Simulation . . . . .	102
4.2.1	RSSI . . . . .	102
4.2.2	ToA . . . . .	104
4.2.3	AoA . . . . .	107
4.3	Expérimentation . . . . .	110
4.3.1	Descriptif des mesures . . . . .	110
4.3.2	RSSI . . . . .	111
4.3.3	ToA . . . . .	117
4.3.4	AoA . . . . .	121
	<b>Conclusion générale</b>	<b>127</b>
	<b>Perspectives</b>	<b>131</b>
	<b>Production scientifique</b>	<b>135</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>137</b>

# Introduction

## Contexte

La localisation est une information exploitée par de nombreux domaines aussi bien civils que militaires : guerre, exploration, navigation aéronautique/navale/spatiale, construction, logistique, en sont des exemples. Depuis la navigation par cartes et astrolabe à la navigation assistée par GNSS, les méthodes de localisation utilisées ont beaucoup évoluées et sont aussi variées que leurs domaines d'applications. Dès la seconde guerre mondiale et la démocratisation des équipements radios grand public (téléphones, récepteurs GNSS, etc.), la localisation par ondes radios s'est progressivement imposée comme la méthode standard de localisation dans un grand nombre de domaines.

Depuis le siècle dernier jusqu'à aujourd'hui, les capacités des systèmes de localisation ont augmentées, grâce à l'amélioration constante de la puissance de calcul des circuits intégrés et leur miniaturisation, permettant d'intégrer des fonctionnalités de localisation dans un nombre croissant d'équipements mobiles. La mesure des signaux radios et les calculs nécessaires à l'estimation de position peuvent maintenant se faire sur des équipements embarqués de taille réduite. De plus, la réduction de la consommation énergétique de ces équipements a permis une alimentation sur batteries, augmentant leur mobilité et donc la pertinence de la mesure de localisation.

Cependant, les solutions actuelles utilisent la plupart du temps des équipements radios fixes et alimentés en filaire pour permettre la localisation des objets connectés mobiles [1, 2]. Or, il est préférable pour de nombreux cas d'utilisation que l'intégralité du système soit sur batteries : déploiements temporaires, environnements sans réseau d'alimentation, coûts d'installation trop importants. Il est donc nécessaire d'évaluer et d'améliorer l'autonomie énergétique des algorithmes de localisation actuels.

Avec l'arrivée de l'Internet des objets (Internet of Things (IoT)), la quantité d'équipements mobiles nécessitant une localisation a fortement augmenté. Nombre de ces objets sont emmenés à évoluer dans un environnement en intérieur où la localisation est rendue difficile par de nombreuses réflexions et réfractions du signal radio sur les obstacles environnants (multi-trajets). La mesure d'une localisation par ondes radios en intérieur est donc plus difficile, et est sujet de nombreuses recherches.

Ces multiples objets connectés étant déjà en circulation, la recherche autour d'un système de localisation compatible avec ces équipements pré-existants suscite un grand intérêt de recherche. De plus, une grande partie de ces objets utilisant des protocoles standardisés dans la bande ISM 2.4 GHz, de nombreuses études ont essayé de mettre au point des systèmes de localisation fonctionnant grâce à ces protocoles [3, 4, 5]. Ceci permet de rajouter une fonctionnalité de localisation à des signaux déjà utilisés pour

un échange de données, réduisant le coût énergétique et financier de la localisation, ne nécessitant pas de modifier de composants électroniques (approche opportuniste). Le standard Bluetooth fait partie de ces protocoles : il est très répandu et économe en énergie, ce qui en fait un candidat intéressant. Les études présentant un système de localisation utilisant le Bluetooth sont nombreuses, mais il n’y a pas de comparatif concluant sur les performances des principaux algorithmes existants en utilisant un matériel ultra basse consommation.

## Objectif et démarche de l’étude

L’objectif de cette thèse Cifre est d’étudier et de développer un système de localisation, utilisant le protocole Bluetooth et entièrement autonome sur piles, en collaboration avec une entreprise (FFLY4U, Toulouse) spécialisée dans le suivi d’actifs industriels par objets communicants. Ce système doit fonctionner et sera évalué pour une localisation en intérieur, est limité à l’utilisation de composants électroniques standards (Commercial Off-The-Shelf (COTS)) (les antennes peuvent être réalisées en patch). La précision visée est de l’ordre de un à cinq mètres d’erreur de localisation en intérieur dans des environnements de type entrepôts. Une comparaison entre les principales techniques et algorithmes déjà existants (puissance de réception (Received Signal Strength Indication (RSSI)), temps d’arrivée (Time of Arrival (ToA)) et angle d’arrivée (Angle of Arrival (AoA))) sera effectuée et l’autonomie énergétique du système en fonctionnement sera évaluée.

Il est à noter que seules les mesures basées sur les signaux radios seront présentées, alors que d’autres techniques permettent de retrouver la position d’un tag : par exemple l’utilisation d’une centrale inertielle (Inertial Measurement Unit (IMU)) permet de suivre la position relative d’un objet, et une comparaison avec une carte permet de corriger la dérive temporelle des capteurs et de retrouver une position absolue[6]. Il est également possible de traquer les pas d’une personne pour en déduire sa position (*pedestrian dead-reckoning*) [7]. Ces solutions sont régulièrement étudiées et permettent de bonnes précisions de position relative.

Cependant, ces approches ne sont pas opposées à la mesure de signaux radios et peuvent être utilisées de manière indépendante ou conjointe afin d’améliorer l’estimation de position, comme la fusion entre les RSSI et une IMU tel qu’il a été fait par Li dans [8]. Les travaux présentés dans ce manuscrit se concentrent sur la partie signaux radios, mais restent applicables dans un cadre plus général avec des capteurs additionnels.

L’originalité de ce travail porte sur la comparaison entre RSSI, ToA ou AoA en utilisant le même matériel d’acquisition et de traitement, ainsi que l’étude de leur pertinence sur des circuits intégrés ultra basse consommation. Elle intervient sur plusieurs

aspects de l'étude :

- la mesure des RSSI, ToA et AoA à partir du même circuit intégré Bluetooth standard du commerce et l'évaluation de la pertinence des mesures,
- la minimisation de la quantité d'échanges entre les différents équipements radios afin de réduire l'énergie consommée.

La démarche mise en œuvre lors de ces travaux est de comparer les performances entre plusieurs techniques standard, tant du point de vue de la précision de localisation que de la consommation énergétique.

Pour cela, ces techniques sont dans un premier temps confrontées aux contraintes de cette thèse. Ceci nous permet de choisir une approche d'estimation paramétrique, basée sur un modèle physique (en écartant l'approche par apprentissage automatique), puis de sélectionner trois techniques principales à comparer par la suite : la localisation par RSSI, ToA et AoA. L'impact du multi-trajet qui constitue un problème essentiel pour la localisation en intérieur nous emmène également à choisir une approche par interférométrie pour l'estimation de l'angle d'arrivée des signaux et à utiliser des antennes vectorielles.

Par la suite, un modèle pour chaque technique est trouvé. L'optimisation paramétrique par maximum de vraisemblance permettant de remonter à la position à partir des mesures est mise au point et testée par des simulations. Plusieurs types d'architectures et leurs modèles sont comparées pour le ToA, ce qui permet de choisir un modèle similaire limitant le nombre d'échanges entre les équipements radios afin de réduire la consommation énergétique du système global. L'optimisation paramétrique pour l'AoA est confrontée à des algorithmes standards, ce qui permet de retenir un algorithme moins demandeur en puissance de calcul (MUSIC) qu'une optimisation par maximum de vraisemblance.

Enfin, pour valider les modèles précédemment choisis avec des mesures réelles, une technique de mesure des RSSI, ToA et AoA en utilisant un circuit intégré ultra basse consommation est mise au point. L'erreur entre les mesures et les modèles théoriques est étudiée ce qui permet d'identifier un problème de mesure des ToA. La consommation du système résultant, ainsi que la précision de la localisation fournie est étudiée grâce à des mesures effectuées en conditions réelles de fonctionnement. La fonction de répartition de la distance entre la position estimée et la position réelle est donnée et utilisée comme critère de précision.

## Plan de l'étude

Ce mémoire de thèse est composé de quatre chapitres :

**Le premier chapitre** rappelle les principes généraux de la localisation en intérieur et introduit le vocabulaire nécessaire, les mesures sur les signaux radios qui permettent de remonter à la position de l'émetteur, et les contraintes supplémentaires que rencontre la localisation radio en intérieur au travers du multi-trajet. Sont également introduits les concepts de l'optimisation paramétrique utiles à la suite du mémoire.

**Le deuxième chapitre** présente les modèles physiques utilisés pour estimer une position à partir de mesures sur les signaux radios. Le modèle pour chacune des trois techniques comparées est présenté, ainsi que l'algorithme d'optimisation paramétrique.

**Le troisième chapitre** est consacré aux contraintes d'intégration d'un système de localisation dans un équipement embarqué autonome en énergie. Le choix des éléments composants de notre chaîne d'acquisition du signal y est présenté, et les méthodes utilisées pour effectuer les mesures pour la localisation à basse consommation y sont détaillées. La consommation globale ainsi que l'autonomie énergétique de notre système y est également évaluée.

**Le quatrième chapitre** présente les performances de localisation de notre système. Des simulations sont conduites afin de vérifier la convergence de l'algorithme d'optimisation paramétrique et de vérifier l'absence de biais dans les estimés. La fonction de répartition de l'erreur de position y est ensuite donnée lors de tests en conditions réelles, pour chacune des trois techniques comparées.

**La conclusion globale et les perspectives** présentent une synthèse des travaux effectués et des résultats obtenus, ainsi que des diverses problématiques non résolues qui ouvrent la voie à plusieurs projets de recherche.

# Principes de localisation radio en intérieur

---

## Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Types de localisation</b>	<b>7</b>
1.1.1	Détection de proximité	7
1.1.2	Repérage / Géorepérage	7
1.1.3	Localisation/Géolocalisation	8
<b>1.2</b>	<b>Mesures et signaux pour la localisation</b>	<b>8</b>
1.2.1	Grandeurs mesurées	8
1.2.2	Différents signaux pour la localisation	18
1.2.3	Signaux radio-fréquence	19
<b>1.3</b>	<b>Environnement de propagation : multi-trajets et évanouissement</b>	<b>21</b>
1.3.1	Mitigation et séparation pour les signaux bande étroite	22
1.3.2	Impact sur le RSSI	24
1.3.3	Impact sur le ToA	24
1.3.4	Impact sur l'AoA	26
<b>1.4</b>	<b>Architectures réseaux pour objets communicants</b>	<b>30</b>
1.4.1	Réseau Maillé/En étoile	31
1.4.2	Calcul Distribué/Centralisé	31
<b>1.5</b>	<b>Estimation de position</b>	<b>32</b>
1.5.1	Modélisation ou apprentissage	32
1.5.2	Estimation paramétrique	33

---

Se localiser a toujours été un besoin important, que ce soit pour l'exploration et la navigation depuis le début de l'humanité, pour des besoins de coordination, pour le militaire ou le grand public. Depuis 1995, la localisation par satellite est devenue un standard incontournable qui permet à un récepteur Global Navigation Satellite System (GNSS) de se localiser n'importe où sur Terre avec une précision de l'ordre d'une dizaine de mètres, à condition d'être en vue directe avec le ciel. Cette technologie s'est très rapidement démocratisée et a révolutionné notre façon de nous déplacer et de nous organiser.

Avec la miniaturisation de l'électronique, la baisse des coûts des circuits intégrés et l'arrivée de l'Internet of Things (IoT), une nouvelle industrie et de nouvelles perspectives s'ouvrent. Les réseaux de capteurs communicants (Wireless Sensors Network (WSN)) sont de chaque jour plus nombreux, et apportent de nouvelles opportunités à l'industrie et aux particuliers. Le suivi d'objets et de leurs états en est un exemple, permettant l'analyse de la température d'objets, la prévention de la rupture de la chaîne du froid, la détection de chocs et d'anomalies, ou encore la réduction/prévention des pannes et suivi des stocks.

Des Circuit Intégrés (CIs) de taille et consommation réduites permettant une localisation par GNSS ont été développés, mais souffrent de deux contraintes principales :

- leur consommation et taille restent très élevées pour beaucoup d'applications IoT ;
- ils nécessitent une vue directe avec le ciel (situation de Line of Sight (LoS)), et sont donc inefficaces en intérieur.

La recherche d'une solution pour une localisation en intérieur est donc un sujet d'actualité, et certaines solutions ont d'ores et déjà été proposées, comme la localisation par ultrasons (plusieurs exemples sont fournis par les auteurs de [9]), ou par signaux à grande largeur de bande (Ultra Wide Band (UWB)) [10].

Ce chapitre présente les grands concepts et contraintes associés à la localisation, particulièrement en intérieur.

Différents types de localisations sont tout d'abord définies en 1.1. Par la suite, des grandeurs mesurées sur les signaux permettant d'estimer une position sont présentées en 1.2, ainsi que différents signaux utilisables en localisation en intérieur, avec un accent sur les signaux radio-fréquence. L'effet de l'environnement sur ces signaux et ces grandeurs mesurées est ensuite présentés en 1.3 au travers des multi-trajets et de l'évanouissement. Pour finir, différentes architectures de réseaux pour les objets communicants sont identifiées en 1.4, et les principes d'estimation de position à partir des grandeurs mesurées sont détaillés en 1.5

## 1.1 Types de localisation

La mesure de la position d'un objet nécessite de mesurer des grandeurs physiques dont la valeur est reliée à la position relative entre cet objet et son environnement.

Il faut différencier plusieurs sortes de positionnement en fonction du type d'information délivrée sur la position : la détection de proximité, le (géo)repérage et la (géo)localisation.

### 1.1.1 Détection de proximité

Une première technique pour déterminer la position d'objets communicants consiste à détecter s'ils sont proches l'un de l'autre. Si ces objets ont un champ de communication ou de détection restreint, lorsqu'ils rentrent en contact l'un avec l'autre, il leur est possible de s'identifier et d'en déduire leur proximité respective. Cette technique permet de tracer des contacts entre différents objets mobiles sans qu'il soit possible d'en déduire une localisation, même relative.

On peut citer plusieurs cas d'usage : détection et identification de chocs entre marchandises, application de rencontre, suivi d'épidémies comme récemment avec l'application StopCOVID.

### 1.1.2 Repérage / Géorepérage

En installant un objet communicant (qu'on nommera balise) à une position connue et fixe, on peut détecter lorsqu'un autre objet communicant entre dans une zone de détection de la balise. La différence avec la détection de proximité est qu'on dispose maintenant des coordonnées de la zone dans laquelle l'objet se trouve. En plaçant plusieurs balises, il est possible de définir un ensemble de zones où l'on souhaite déterminer la présence ou l'absence d'un objet. Cependant, la position exacte de l'objet en termes de coordonnées ne sera pas connue, on parle alors de repérage ou *fencing*. Lorsque les coordonnées de la zone sont exprimées dans un repère à l'échelle terrestre (par exemple par une latitude et une longitude), on parle alors de géorepérage (*géofencing*). On peut citer comme applications : détection d'arrivée de marchandises, autorisation d'accès à une zone, etc.

Cette technique permet d'obtenir une précision qui dépend de la taille de la zone de détection des balises et de leur espacement (densité de maillage)[11]. Par exemple Sanpechuda [12] relève une précision allant de 2cm à 16m, pour des balises espacées de 50cm à plusieurs mètres. Le nombre de balises nécessaires (et donc le coût du système) augmentant avec la taille de l'espace à couvrir, cette méthode n'est pas applicable au cas ciblés par ce mémoire : la localisation avec une précision de l'ordre de quelques mètres dans un environnement intérieur de type entrepôt.



On peut entre autres citer en exemples de solutions utilisant cette technique les iBeacon de Apple [13], ou les fflyDot de FFLY4U [14].

### 1.1.3 Localisation/Géolocalisation

Plutôt que d'estimer dans quelle zone l'objet se trouve, il est possible de chercher une valeur numérique de ses coordonnées. Des caractéristiques peuvent être mesurées sur les signaux échangés entre les balises et les objets communicants tels que la puissance du signal, son temps ou son angle d'arrivée, afin d'en déduire par le calcul une estimation des coordonnées. On obtient alors des coordonnées relatives aux balises plutôt que l'appartenance à des zones ; on peut alors parler de localisation. Si les coordonnées sont exprimées dans un repère terrestre, on parle de géolocalisation.

En exemple de système de localisation on peut citer entre autres le Q17 de Quuppa [15] ou Dimension4 de Ubisense [16].

## 1.2 Mesures et signaux pour la localisation

Cette section détaille tout d'abord en 1.2.1 des caractéristiques mesurables de signaux, permettant d'estimer la position d'un transmetteur (*resp. récepteur*) relative à des récepteurs (*resp. transmetteurs*). Par la suite, l'impact du choix du signal et de la façon dont la mesure est effectuée sur la précision de localisation est mis en évidence en 1.2.2, puis les principaux signaux radio-fréquences utilisés en localisation sont détaillés.

### 1.2.1 Grandeurs mesurées

Il est possible d'identifier plusieurs caractéristiques d'un signal incident reliées à la position relative entre le transmetteur et le récepteur :

- la puissance du signal reçu, qui décroît avec la distance : généralement nommée Received Signal Strength (RSS) (Received Signal Strength Indication (RSSI) lorsque les mesures sont relatives à une puissance inconnue non calibrée) ;
- le temps de vol (Time of Flight (ToF)) qui correspond au temps que le signal met pour arriver au récepteur, augmentant avec la distance. On le calcule généralement avec la mesure de temps d'arrivée (Time of Arrival (ToA)) d'un signal ;
- l'angle d'arrivée (Angle of Arrival (AoA)) qui correspond à l'angle avec lequel un signal radio arrive sur un récepteur.

#### 1.2.1 A Puissance du signal reçu

Selon l'équation des télécommunications (équation de Friis), le rapport entre la puissance reçue et la puissance émise en espace libre est inversement proportionnel au

carré de la distance [17] :

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

Avec :

$P_r, P_t$ : La puissance reçue et transmise (en Watts)	à une antenne isotrope, sans unité
$G_t, G_r$ : Les gains linéaires des antennes en transmission et en réception (ou aire effective) par rapport	$\lambda$ : La longueur d'onde du signal (en m)
	$d$ : La distance transmetteur-récepteur (en m)

La puissance du signal est une grandeur liée à la distance qui peut donc être utilisée pour en déduire une position. Souvent mesurée en dBm tel que  $P_{r|dBm} = 10 \log_{10} \frac{P_r}{1mW}$  (avec  $P_{r|dBm}$  la puissance reçue en dBm), sa valeur est couramment nommée Received Signal Strength (RSS) ou Received Signal Strength Indication (RSSI) lorsque la valeur de 1mW de référence n'est pas calibrée.

Dans le cas de la propagation en intérieur, le modèle de propagation a été étudié à de nombreuses reprises [18, 19, 20]. La présence d'obstacles plus ou moins fréquents a pour effet de modifier l'atténuation de l'onde, qui statistiquement n'est plus au carré de la distance, mais pondérée par un exposant de perte  $\gamma$ . Cette atténuation en distance est alors régulièrement modélisée par la loi de propagation Log-Distance Path Loss (LDPL) [21, 19, 22] :

$$P_{r|dBm}^{(j,i,n)} = \underbrace{P_{e|dBm}^{(i)} + G^{(j)} - \left( a_0 + 10\gamma \log_{10} \left( \frac{d^{(j,i)}}{d_0} \right) \right)}_{\overline{P_{r|dBm}^{(j,i,n)}}} + G^{(i)} + \nu^{(j,i,n)} \quad (1.2)$$

Avec :

$P_{r dBm}^{(j,i,n)}$ : La puissance reçue à la balise $j$ du $n^{\text{ème}}$ paquet émis par le $i^{\text{ème}}$ tag en dBm	$G^{(i)}$ : L'aire effective de l'antenne du tag $i$ en dB
$\overline{P_{r dBm}^{(j,i,n)}}$ : Le modèle de $\overline{P_{r dBm}^{(j,i,n)}}$	$a_0$ : L'atténuation à la distance $d_0$ d'un transmetteur en dB (en dB)
$P_{e dBm}^{(i)}$ : La puissance d'émission du tag $i$ en dBm	$\gamma$ : L'exposant de perte ( <i>path loss exponent</i> ou <i>path loss factor</i> ), qui décrit l'atténuation de la puissance du signal en fonction de la distance dans la pièce (sans unité)
$G^{(j)}$ : L'aire effective de l'antenne de la balise $j$ en Décibels (dB)	

$d^{(j,i)}$ : La distance séparant le transmetteur $i$ du récepteur $j$ en mètres	nuation vaut $a_0$ dB (en mètres)
$d_0$ : La distance de référence arbitraire (souvent 1 mètre) à laquelle l'atté-	$\nu^{(j,i,n)}$ : L'incertitude de mesure. C'est une variable aléatoire de densité $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$

Il est à noter que ce modèle n'est valable que pour des distances où le signal respecte les conditions de champ lointain (au delà de la zone de Fresnel c'est à dire pour  $d > \frac{\lambda}{2\pi}$ ). Généralement il est choisi de donner l'atténuation  $a_0$  pour une distance  $d_0 = 1$  mètre, pour simplifier  $\frac{d}{d_0}$  par  $d$ , même si expérimentalement elle doit être mesurée à une distance supérieure à 1 mètre pour respecter les conditions de champ lointain.

### 1.2.1 B Temps de vol

La mesure du temps de propagation d'un signal (Time of Flight (ToF)) est utilisée pour de multiples applications : elle permet de mesurer la présence et la distance d'objets avec les télémètres laser et les émetteurs ultrasons, elle est très utile pour l'imagerie médicale, scientifique et militaire au travers des échographies, sonar et lidar, etc. Le temps de vol étant principalement estimé à partir de la mesure du temps d'arrivée d'un signal (Time of Arrival (ToA)), c'est pourquoi cette technique est régulièrement nommée ToA dans la suite de ce manuscrit.

Dans le domaine radio, le ToA est majoritairement utilisé par les radars émettant des impulsions radios modulés et datant les échos provenant de réflexions sur des objets. Ce concept est applicable à la localisation en intérieur où deux nœuds échangent une communication et le temps du trajet est calculé. Cependant, la fréquence de l'oscillateur étant légèrement différente pour chaque nœud, leur mesure d'un temps de propagation sera différente pour chacun d'entre eux. Cela nécessite de synchroniser une base de temps commune entre chaque nœud en partageant une connexion filaire ou un signal radio commun, ce qui peut poser des problèmes de faisabilité. Les problématiques de synchronisation temporelle pour le ToA sont détaillées plus en détails dans 2.3.1 page 46.

Plusieurs techniques de mesure du ToA existent :

**i Détection d'énergie** La détection de l'énergie d'un signal est la technique la moins coûteuse en puissance de calcul pour déterminer un instant d'arrivée. Elle consiste à détecter le front montant de l'énergie du signal reçu, le ToA est mesuré lorsque l'énergie dépasse un seuil spécifié à l'avance (le *threshold*) et éventuellement à interpoler cette mesure sur quelques échantillons autour du front montant. Cette technique nécessite de correctement choisir le seuil, ce qui peut être difficile dans le cas où le Rapport Signal à Bruit (RSB) est faible. Comme mis en lumière par les auteurs de [23], cette méthode de mesure a une sensibilité plus faible que les méthodes détaillées

Principe de fonctionnement de la mesure du ToA par détection d'énergie

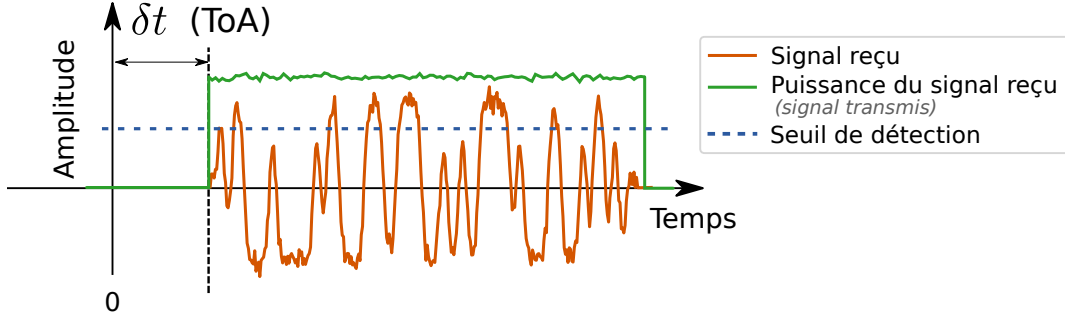


FIGURE 1.1: Schéma principe de la mesure de ToA par détection d'énergie

par la suite, car elle ne se base pas sur l'intégralité de l'énergie du signal reçu, mais uniquement sur l'énergie recueillie autour du front montant du signal. Elle reste cependant assez utilisée dans le domaine des ultrasons où la résolution temporelle de mesure est élevée par rapport à la vitesse de propagation du signal : l'impact d'une erreur de mesure temporelle sera donc moindre sur l'estimation de la distance parcourue. En radio, elle est également utilisée dans le cas où l'équipement de mesure ne permet pas de récupérer les échantillons du signal reçu pour faire un traitement plus approfondi [24], car elle permet d'obtenir une information sur le ToA d'une transmission de données, sans avoir à rajouter de logiciel ou matériel dédié.

**ii Corrélation** La fonction d'inter-corrélation d'un signal échantillonné reçu avec le signal transmis est définie ainsi :

$$x[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_t[k-m] \overline{s_r[k]} \quad (1.3)$$

$$x[m] = s_t * s_r \quad (1.4)$$

Avec  $s_t$  l'enveloppe complexe du signal transmis,  $\overline{s_r}$  le conjugué de l'enveloppe complexe du signal reçu, et  $x$  la fonction d'inter-corrélation. La Figure 1.2 montre un exemple d'inter-corrélation. Le temps d'arrivée du signal est alors trouvé par une recherche de maximum :

$$\text{ToA} = \arg \max_m x[m] \quad (1.5)$$

Il est possible de mesurer l'instant d'arrivée d'un signal échantillonné avec une résolution supérieure à la période d'échantillonnage en utilisant une interpolation entre les échantillons de  $x$  les plus proches du maximum afin de trouver un maximum interpolé.

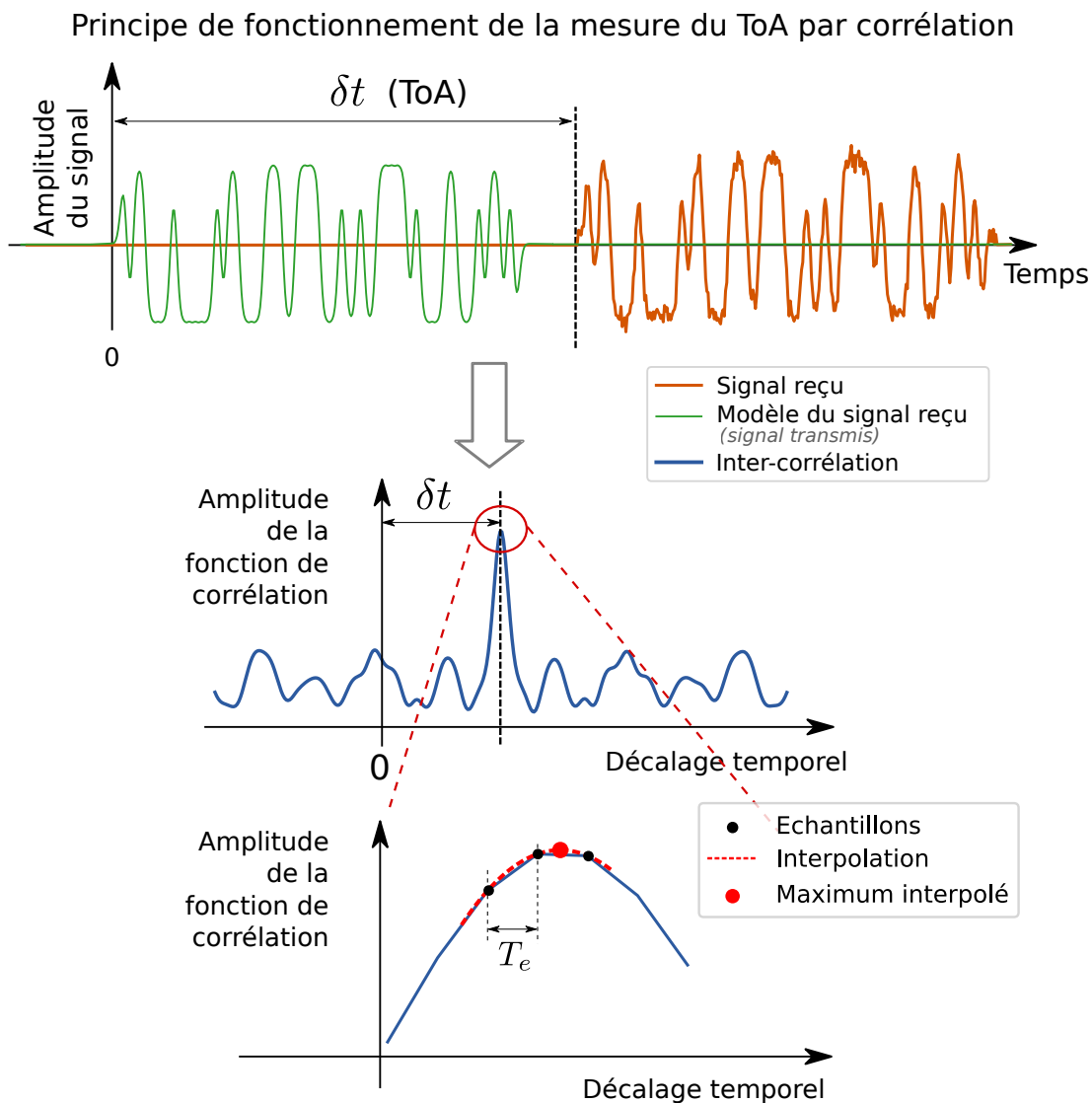


FIGURE 1.2: Inter-corrélation d'un signal reçu avec le signal transmis, et interpolation du pic de corrélation pour obtenir une mesure du temps d'arrivée avec une résolution supérieure à la période d'échantillonnage  $T_e$

On trouve dans [23] une comparaison de plusieurs techniques d'interpolation :

- l'interpolation de Whittaker–Shannon (ou interpolation en sinus cardinal) qui consiste à approcher le signal par une somme de sinus cardinaux :

$$x(t) \approx \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \operatorname{sinc} \left( \frac{t - nT}{T} \right) \quad (1.6)$$

- une interpolation parabolique ou polynomiale où une fonction polynomiale d'ordre  $N$  est déduite des  $N + 1$  échantillons les plus proches du maximum ;
- une interpolation en faisant correspondre une fonction cosinus ou une gaussienne aux échantillons autour du maximum.

Les auteurs de l'étude citée précédemment ont conclu qu'il est préférable d'utiliser l'interpolation de Whittaker–Shannon car elle donne les meilleurs résultats lorsque la fréquence d'échantillonnage est suffisante devant la fréquence maximale du signal, mais sa complexité algorithmique peut poser problème dans le cadre d'une implémentation embarquée. Une interpolation par cosinus donne également de meilleurs résultats qu'une interpolation gaussienne ou polynomiale.

Une mesure du ToA par corrélation permet une précision de mesure accrue par rapport à la détection d'énergie. En effet, comme indiqué par les auteurs de [25], elle constitue un optimal de mesure dans le cas où un seul signal est reçu (en l'absence de multi-trajets (cf 1.3)). Cependant, elle nécessite une plus grande puissance de calcul et un accès au signal brut démodulé, ce qui n'est pas toujours possible sur des équipements contraints. Deux stratégies sont alors possibles :

- augmenter la précision de mesure et le temps de calcul en utilisant la mesure par corrélation, cela impose alors de diminuer le nombre de paquets reçus pour garder la même autonomie ;
- augmenter le nombre de paquets mesurés avec une faible précision de mesure et moyenner l'erreur.

Le circuit intégré utilisé dans le cadre de ce mémoire (NRF52811, cf 3.3) ayant une faible puissance de calcul et un accès limité au signal démodulé, la deuxième stratégie a été utilisée, et une mesure par détection d'énergie a été utilisée pour les tests effectués dans ce mémoire. De plus il est possible de faire une telle mesure sur une grande partie des CIs déployés sur le marché (équipements Commercial Off-The-Shelf (COTS)).

### 1.2.1 C Angle d'arrivée

La mesure de l'angle d'arrivée d'un signal radio (également nommée radiogoniométrie) est une discipline existant depuis que les ondes radios ont été découvertes à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle, les premières applications de la mesure angulaire radio ont eu lieu dans un cadre militaire lors de la première guerre mondiale avec des antennes polarisées

et rotatives [26].

Plusieurs méthodes sont possibles pour déterminer l'angle d'arrivée d'un signal radio.

**i Récepteurs directifs** La mesure de la direction d'incidence d'un signal par un récepteur fortement directif tournant mécaniquement sur un ou plusieurs axes est une des méthodes les plus directes. Dans ce cas, l'angle d'arrivée est déduit du tracé de la puissance du signal radio en sortie du récepteur en fonction de l'angle d'orientation, les maximums d'amplitude indiquant l'incidence d'un signal. Cependant, en cas de signaux de faible durée, cette méthode peut échouer si l'émission est plus courte que la période de rotation.

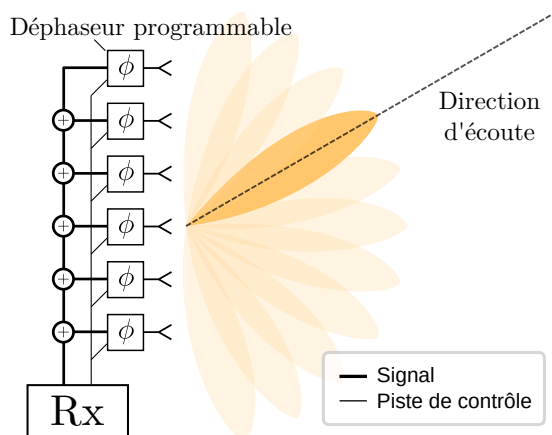


FIGURE 1.3: Principe de mesure de l'AoA par beamforming

Il est possible de résoudre ce problème en supprimant la rotation mécanique grâce à un réseau de récepteurs, et à la formation de faisceaux (*beamforming*). En utilisant un tel réseau (cf iii) et en appliquant un déphasage spécifique à chaque récepteur (avec des déphaseurs programmables par exemple), on crée des interférences constructives ou destructives pour les signaux arrivant d'un angle donné. Il est ainsi possible de former un récepteur directif et de contrôler son diagramme de rayonnement et donc son angle d'écoute (voir Figure 1.3). L'avantage de cette méthode est qu'elle ne requiert pas de mesurer la phase du signal dans le cas où on utilise des déphaseurs configurables.

Il est également possible d'utiliser plusieurs récepteurs superposés avec différents diagrammes de rayonnement orthogonaux, l'angle d'arrivée est ensuite extrait à partir de la puissance reçue sur chacun d'entre eux. Les auteurs de [27] utilisent ce principe avec une antenne multi-mode, c'est-à-dire une antenne avec plusieurs points d'entrée-sortie permettant d'obtenir plusieurs diagrammes de rayonnement différents en fonction de l'entrée-sortie utilisée pour la mesure.

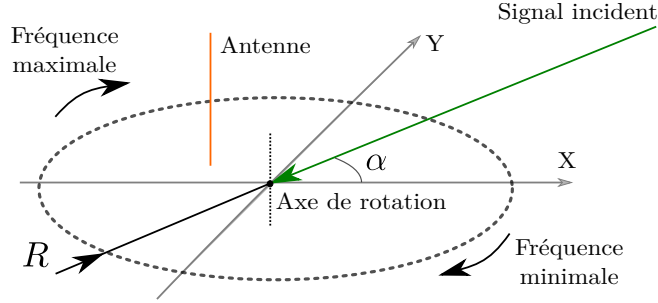


FIGURE 1.4: Principe de mesure de l'AoA par effet Doppler

**ii Effet Doppler** Selon l'effet Doppler, si un récepteur s'approche de la source d'un signal, la fréquence reçue augmente. De même, si l'antenne s'éloigne, la fréquence reçue diminue. Ainsi, si un récepteur tourne sur un cercle de diamètre  $R$  avec une pulsation  $\omega_R$  (rad/s) et qu'une onde entretenue de longueur d'onde  $\lambda$  est reçue avec un angle d'incidence  $\alpha$  en radians (voir Figure 1.4 page 15), alors le signal reçu après filtrage de la composante continue est le suivant [26] :

$$s(t) = A \cos(\phi(t)) = A \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\omega_r t - \alpha) + \phi\right) \quad (1.7)$$

Avec  $A$  l'amplitude du signal,  $\omega_0$  et  $\phi$  la pulsation (rad/s) et la phase (rad) du signal incident. On peut ensuite mesurer la fréquence du signal par différentiation de la phase :

$$\frac{\partial \phi(t)}{\partial t} = \omega_0 - \frac{2\pi R}{\lambda} \omega_r \sin(\omega_r t - \alpha) \quad (1.8)$$

Ainsi, en supprimant  $\omega_0$  la composante continue du signal  $\frac{\partial \phi(t)}{\partial t}$  et par comparaison de phase avec un signal de référence  $S_r = \sin(\omega_r t)$ , on peut en déduire  $\alpha$ .

**iii Interférométrie** L'interférométrie est une technique plus répandue dans les recherches actuelles que les techniques mentionnées précédemment. Elle est basée sur l'exploitation de la mesure de phase sur chaque élément d'un réseau de récepteurs. Un réseau de récepteurs est un ensemble de plusieurs éléments répartis dans l'espace. Dans le cas d'ondes radios, il est possible de mesurer plusieurs composantes du champ électromagnétique pour chaque élément du réseau, on obtient alors un réseau d'antennes vectorielles. Il est possible d'utiliser des réseaux de géométrie arbitraire, mais l'utilisation de géométries remarquables est préférable pour l'utilisation de certains algorithmes (cf 1.3.4 A et [28]). Les principales géométries de réseaux utilisées sont présentées en Figure 1.5.

En fonction du type de récepteur et de sa disposition spatiale, la phase et l'ampli-



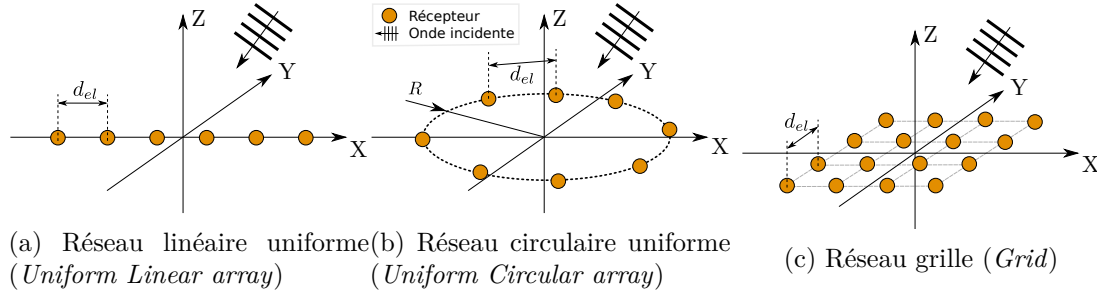


FIGURE 1.5: Les principales géométries de réseaux d'antennes utilisées.  $d_{el}$  représente la distance inter-éléments qui est généralement égale à  $\lambda/2$

tude mesurée sur chaque élément dépend de l'angle d'incidence des signaux reçus. Un exemple de principe avec deux récepteurs et une seule onde reçue est présenté sur la Figure 1.6 page 16. Dans ce cas, si  $\phi_0$  et  $\phi_1$  sont respectivement les phases mesurées au récepteur 0 et au récepteur 1 :

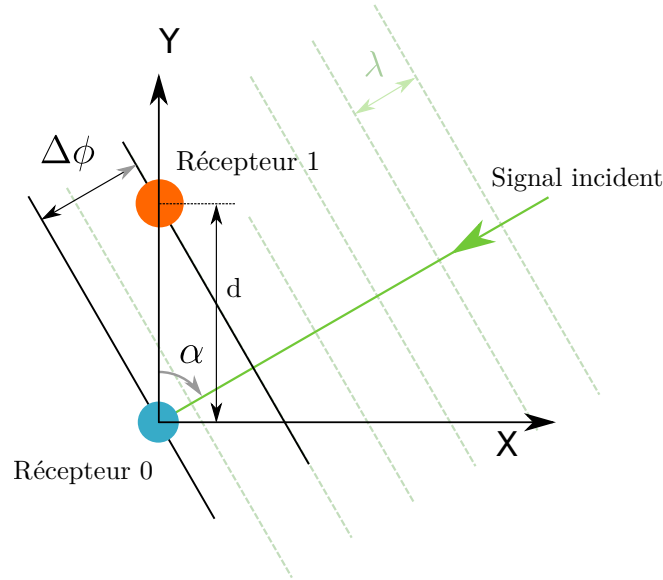


FIGURE 1.6: Principe de mesure de l'AoA par interférométrie

$$\phi_1 - \phi_0 = \Delta\phi_{1,0} = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\alpha) + k2\pi \quad \forall k \in \mathbb{N} \quad (1.9)$$

Avec :

$d$  : la distance entre les deux récepteurs en mètres

$\lambda$  : la longueur d'onde de l'onde incidente en mètres

$\alpha$  : l'angle entre la direction de propagation du signal et la droite reliant les deux récepteurs (angle d'incidence) en radians

Pour obtenir une mesure d'angle sans ambiguïté, il faut que la relation (1.9) soit bijective entre  $\alpha$  et  $\Delta\phi_{1,0}$ . Comme  $\Delta\phi_{1,0}$  est mesurée avec un modulo de  $2\pi$ , on a  $-\pi < \Delta\phi_{2,1} < \pi$ . On peut voir dans (1.9) que cela implique que  $\cos(\alpha) \in [-\frac{\lambda}{2d}; \frac{\lambda}{2d}]$ . Cela signifie que  $d > \lambda/2 \implies |\alpha| < \pi/2$  et l'angle de détection du réseau d'antenne est donc réduit : un repliement spatial sera présent. Les éléments d'un réseau de récepteurs sont donc généralement séparés d'une distance inter-élément  $d_{el}$  d'une demi-longueur d'onde au maximum ( $\approx 6 \text{ cm}$  dans la bande 2.4 GHz), de manière à obtenir une mesure la plus sensible possible sans provoquer d'ambiguïté. Cette règle générale n'est cependant pas absolue puisque d'autres architectures plus complexes existent comme les réseaux d'antennes co-primaires (*co-prime arrays*) qui utilisent plusieurs réseaux avec un espacement supérieur à  $\frac{\lambda}{2}$  mais entrelacés [29].

Plus généralement, sur un réseau avec un total de  $M$  récepteurs, l'interférométrie consiste à comparer un vecteur contenant les phases des signaux reçus par chaque récepteur  $\phi = [\phi_0 \ \phi_1 \ \dots \ \phi_M]^T \in \mathbb{R}^M$  avec un vecteur calculé dépendant de l'angle :  $\phi_c(\alpha) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^{M \times 1}$ . Ce dernier vecteur contient la phase attendue sur chaque récepteur en fonction de l'angle d'arrivée, et peut soit être déduit d'un modèle théorique en fonction de l'emplacement de chaque récepteur (comme dans (1.9)), ou bien issu de mesures de calibration en chambre anéchoïque afin de tenir compte des imperfections : couplage inter-antennes, erreurs de positionnement des récepteurs, déphasages introduits par les lignes de transmission, etc (cf 3.3.3 D).

Ainsi une estimation de l'angle d'arrivée peut être :

$$\hat{\alpha} = \arg \min_{\alpha} (\Delta\phi_m - \Delta\phi_c(\alpha))^2 \quad \text{avec } \alpha \in [-\pi; \pi] \quad (1.10)$$

D'autres algorithmes permettant de séparer plusieurs signaux incidents tels que les algorithmes à haute définition : MUSIC, ESPRIT ou CAPON seront détaillés dans la suite de ce manuscrit (cf 2.4.2)

En conclusion, nous avons choisi d'exclure les techniques utilisant des pièces mécaniques en rotation qui sont énergivores, difficiles à intégrer dans de petits volumes et ont une durée de vie et une fiabilité limitée.

Le fait que l'interférométrie ait été retenue pour ajouter une fonctionnalité de localisation dans le standard Bluetooth 5.1 (cf 1.2.3 et 3.3.3) a lancé le développement d'équipements COTS basse consommation compatibles ( $< 1.8 \mu W$  en veille et  $\approx 20 \text{ mW}$  en transmission), rendant cette solution pertinente pour une localisation ultra basse consommation.

## 1.2.2 Différents signaux pour la localisation

Les performances du système dépendent non seulement de la nature de la mesure (Received Signal Strength Indication (RSSI), ToA ou AoA), mais également de sa précision, de la façon dont elle est faite, du type de signal, et des caractéristiques physiques de l'onde. En effet, la vitesse de propagation du signal, sa fréquence d'échantillonnage, ou sa largeur de bande sont autant de paramètres qui influent la précision de la mesure, la portée ou les performances générales d'un système de localisation. Dans [2, 1], la portée et l'erreur moyenne de localisation atteignables par de nombreuses techniques de localisation sont présentées, et la Figure 1.7 en présente un résumé.

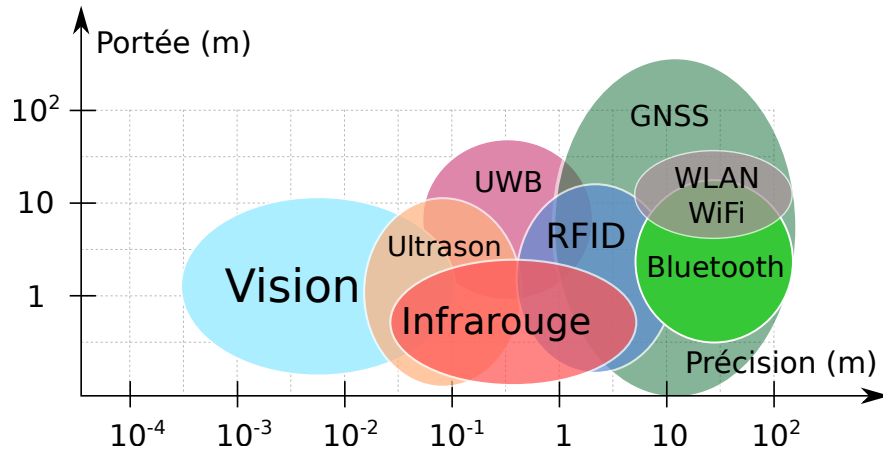


FIGURE 1.7: Précision et portée des principales technologies de localisation actuelles

Les systèmes basés sur le ToF de signaux ultrasons [30, 31, 32, 33] permettent une bonne précision de localisation grâce à la faible vitesse du signal devant la largeur de bande réalisable des signaux. En effet, la largeur de bande du signal influant directement l'erreur de mesure du ToA, si une erreur  $\delta t$  entache la mesure de temps d'arrivée, l'erreur sur l'estimation de la distance sera de  $v \cdot \delta t$  avec  $v$  la vitesse du signal. Cependant, nous écartons les signaux acoustiques des solutions envisagées, car la portée d'une onde acoustique sous contraintes d'intégration dans des volumes de quelques  $cm^3$  n'est guère supérieure à quelques mètres.

Les systèmes basés sur les signaux optiques (voir [34, 35, 36] pour des exemples) permettent de retrouver la position d'un point à partir de mesures d'angles effectuées par un ensemble de caméras, ce qui peut permettre une précision inférieure au millimètre [37]. Ils sont cependant également écartés à cause de la difficulté de garantir dans les cas d'utilisation visés dans ce mémoire une situation de vue directe (LoS) requise pour une communication entre tags et balises.

Standard	Bluetooth	UWB	WiFi
IEEE spec.	802.15.1	802.15.3a	802.11 a/b/g
Fréquence	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz 5 GHz
Baudrate	1 Mb/s	110 Mb/s	54 Mb/s
Portée	40m	20m	100m
Largeur de bande	1 MHz	500 MHz-7.5 GHz	22 MHz
Puissance max TX	0-10dBm	-11.3 dBm (1GHz b. passante)	15-20dBm
Exemple CIs	NRF52832	DWM1000	ESP8266EX
Consommation TX (en <i>mW</i> )	22.5	462	420
Consommation RX (en <i>mW</i> )	16.2	528	168

TABLE 1.1: Comparatif des principaux protocoles radios utilisées pour l’IoT et les WSN

### 1.2.3 Signaux radio-fréquence

Malgré leur popularité dans les systèmes de localisation (cf introduction), les signaux radios ont des caractéristiques peu favorables à la localisation en intérieur : grande vitesse de propagation, réflexions et diffraction sur de multiples surfaces métalliques. Le Tableau 1.1 [4] présente un comparatif des caractéristiques des protocoles les plus répandus au sein de l’IoT et des réseaux de capteurs sans fils (WSN). La consommation donnée dans ce tableau est indicative, car extraite de la documentation du constructeur des CIs cités en exemple, comme moyenne de la consommation en transmission et en réception.

#### 1.2.3 A UWB

La technologie UWB est basée sur l’envoi de signaux radios dont la largeur de bande peut s’étaler de plusieurs centaines de mégahertz à quelques gigahertz : on obtient alors une faible densité spectrale d’énergie. Généralement les signaux consistent en des impulsions radios dont la durée n’excède pas la nanoseconde, et qui peuvent être modulées à l’aide de plusieurs méthodes :

- Pulse Position Modulation (PPM) qui consiste à faire varier la durée entre deux impulsions ;
- On Off Keying (OOK) où les symboles sont codés par la présence ou l’absence d’une impulsion.

Cette très grande résolution temporelle permet à l’UWB de séparer les signaux arrivant à quelques nanosecondes d’écart, et donc de séparer les multi-trajets (cf 1.3). Cela permet alors une précision de mesure allant de la dizaine de centimètres à moins d’un centimètre, même en conditions difficiles en intérieur et lorsque le trajet direct entre la balise et le tag est masqué (Non Line of Sight (NLoS)) [10]. Dans le cas où les nœuds sont en ligne de vue directe (LoS), le premier trajet reçu sera le trajet direct utilisé pour la localisation, mais dans le cas de NLoS fréquent en intérieur, le premier trajet peut avoir une énergie moindre comparée aux autres, voire ne pas être détecté.

L’UWB a cependant été écarté de cette thèse par des contraintes de collaboration industrielles car les CIs permettant de faire des mesures par UWB sont encore relativement énergivores, coûteux et peu présents sur le marché. De plus, les antennes large bande sont volumineuses, ce qui pose des problèmes d’intégration.

### 1.2.3 B WiFi

Le WiFi (IEEE 802.11) est un ensemble de protocoles de la bande de fréquences Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM), dédiés à former des réseaux pour la communication sans fil. Au fil des versions du protocole, la modulation, largeur de bande et bandes de fréquences ont changé. La localisation en utilisant les signaux WiFi est très répandue pour la localisation en intérieur (voir [2, 4, 38] pour des exemples). En effet, le WiFi présente de nombreux avantages :

- la grande quantité de routeurs connectés à une source d’alimentation et à internet forment une infrastructure de balises déjà présente ;
- sa puissance d’émission autorisée est supérieure aux protocoles radios pour l’IoT, permettant une portée du signal supérieure à une centaine de mètres ;
- sa largeur de bande (22 MHz) est grande comparée aux autres standards radios de la bande ISM.

La localisation WiFi se base le plus souvent sur des mesures de RSSI, on peut en voir un exemple dans les articles [39, 40, 41]. La densité de l’infrastructure déjà répandue a permis de récolter une grande quantité de mesures à l’aide de smartphones localisés par GNNS, rendant possible une estimation de position à grande échelle par approche données (cf 1.5.1 B) telles que le Mozilla Location Service qui permettent à partir d’une mesure de RSSI de donner une estimation de la position dont la précision varie de quelques dizaines à centaines de mètres. Des recherches de localisation par ToA avec le WiFi sont également effectuées [38, 42, 43], malgré le fait que la mesure de ToA ne soit pas implantée nativement dans la plupart des CIs du marché [44].

### 1.2.3 C Bluetooth

Le Bluetooth est un protocole radio de la bande ISM doté d’un débit binaire de 1 MHz ou 2 MHz, et d’une modulation à déplacement minimum gaussien (Gaussian

Minimum Shift Keying (GMSK)). Le signal est envoyé sur 40 canaux répartis entre 2.4 GHz et 2.48 GHz, séparés de 2 MHz, à l'aide d'une division d'accès hybride Frequency Division Multiple Access (FDMA) et Time Division Multiple Access (TDMA). Trois canaux sont réservés à la découverte d'appareils et à l'appairage, les 37 restants sont dédiés à l'échange de données. Lorsqu'une connexion est établie, le transmetteur et le récepteur sautent rapidement d'un canal à l'autre selon une séquence définie à l'avance afin de limiter les interférences avec les autres objets communicants de la bande ISM.

Le standard Bluetooth est donc un signal bande étroite, ce qui limite les performances d'une localisation basée sur le ToA et le RSSI (cf 1.3). Cependant, grâce à son omniprésence dans le domaine de l'IoT, son utilisation dans des systèmes de localisation est un sujet de recherche sensible, principalement en utilisant les RSSIs (on peut citer comme exemples [45, 46, 47, 24]). Le standard Bluetooth 5.1 introduisant une fonctionnalité de localisation par AoA, cela en fait donc un candidat intéressant.

### **1.3 Environnement de propagation : multi-trajets et évanouissement**

Tout comme la lumière dans le spectre visible, les ondes radios sont affectées par les obstacles sur leur chemin. Elles sont susceptibles d'être réfléchies, réfractées ou diffractées. Vu d'un récepteur, cela transforme un signal radio en une multitude de signaux provenant de plusieurs directions, affectés par plusieurs retards et atténuations différents, dues à la différence de la longueur du chemin qu'ils ont eu à parcourir (on parle de longueur de marche). La polarisation du signal radio (cf 2.4.1 A) est également changée lors de son interaction avec les obstacles.

Si le trajet direct entre la source et le récepteur est sans obstacles (Line of Sight (LoS)), l'impact des trajets secondaires sera plus faible que dans les cas où des obstacles entre émetteur et récepteur sont présents (Non Line of Sight (NLoS)). Dans ce cas-là, un trajet secondaire peut avoir une amplitude supérieure et donc un effet plus significatif sur la mesure que le trajet direct.

Il est possible de modéliser statistiquement les différents trajets dans plusieurs types d'environnements. En intérieur, cela a été effectué à de multiples reprises, mais le modèle le plus répandu pour la propagation en intérieur est celui de Saleh Valenzuela [21]. À l'aide d'impulsions radios de  $10ns$  modulées autour de 1.5 GHz, les auteurs ont pu estimer le canal et identifier un modèle statistique dans différentes configurations. Même si les phénomènes de diffraction font qu'une infinité de trajets sont possibles par réflexion sur une surface, il est nécessaire de faire des approximations pour trouver un modèle suffisamment simple : le signal reçu est alors modélisé comme une somme de

trajets dont le délai et l'amplitude sont des paramètres incertains :

$$s_r(t) = \sum_k \beta_k \exp(i\theta_k) s(t - \tau_k) \quad (1.11)$$

$$s_r(t) = \sum_k a_k s(t - \tau_k) \quad (1.12)$$

Avec  $s(t)$  l'enveloppe complexe du signal émis ;  $s_r(t)$  l'enveloppe complexe du signal reçu ;  $\beta_k$ ,  $\theta_k$  et  $\tau_k$  respectivement l'amplitude, le changement de phase et le délai du  $k^{\text{ème}}$  trajet. Il est possible d'assimiler  $\beta_k$ ,  $\theta_k$  et  $\tau_k$  à des variables aléatoires dont une modélisation est donnée en [21].

### 1.3.1 Mitigation et séparation pour les signaux bande étroite

L'étalement des délais (*delay spread*) du modèle [21] étant de 25 ns à 50 ns dans des environnements en intérieur, ces décalages ne sont pas suffisants pour que les différents signaux puissent être séparés lorsque leur largeur de bande ne dépasse pas 20 MHz (comme c'est le cas pour les signaux de la bande ISM 2.4 GHz). On obtient donc plusieurs signaux cohérents qui interfèrent entre eux, et on mesure leur somme sur l'antenne réceptrice.

Dans ce cas, en fonction de la technique utilisée, les trajets peuvent être inséparables et on peut alors modéliser leur impact par une incertitude sur la mesure de RSSI, ToA ou AoA. Cette incertitude dépend alors de la position et de l'environnement, et est faiblement variante dans le temps. Dans ce cas, il est seulement possible de mitiger l'impact de ces multi-trajets par des techniques statistiques.

#### 1.3.1 A Mitigation par diversité

Lorsque les trajets ne sont pas discernables, la mitigation des multi-trajets consiste à utiliser différentes conditions de mesures avec différents trajets pour améliorer l'estimation du trajet principal. Afin de faire varier les conditions de mesure, il faut tenir compte du fait que le multi-trajet dépend des obstacles et objets environnants rencontrés par l'onde radio. Son impact diffère en fonction de la position du récepteur dans l'espace, de la longueur d'onde du signal (cf 1.3.2), et également du temps (lorsque le canal n'est plus considéré constant car des objets ou personnes environnants se déplacent).

Certains éléments de l'environnement bougeant rapidement (personnes, ou véhicules en mouvements, etc.) auront un impact rapide sur le multi-trajets, alors que d'autres éléments induiront un changement plus lent : déplacement de meubles ou d'objets statiques, ouverture/fermeture de fenêtres ou cloisons, etc. L'impact du multi-trajet est donc fluctuant dans le temps mais selon plusieurs constantes de temps. On différencie

ainsi deux types de multi-trajets : le *fast-fading* et *slow-fading*, qui sont respectivement la composante rapide et lente de la variation des trajets comparée à la durée d'observation. La Figure 1.8 montre un exemple de cette variation temporelle.

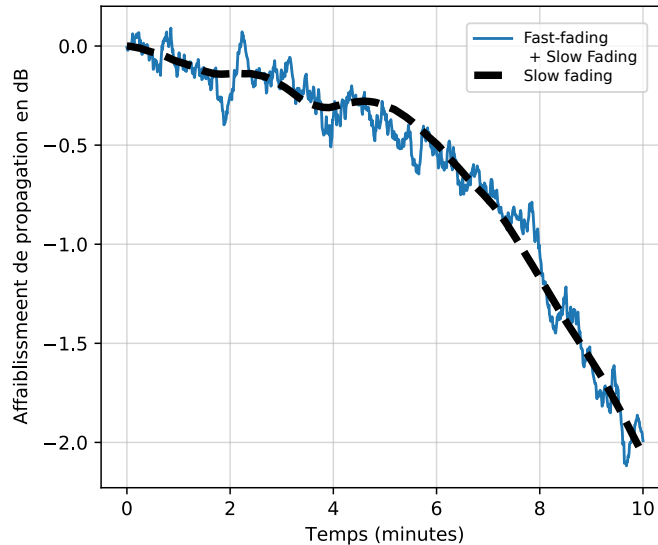


FIGURE 1.8: Exemple simulé d'impact du multi-trajet sur une mesure de RSSI entre deux nœuds fixes. La perte de puissance varie avec le temps selon deux constantes de temps : le *slow-fading* et *fast-fading*

En prenant ceci en compte, on en déduit qu'il est possible de faire varier plusieurs paramètres et conditions de mesures gardant le trajet principal inchangé, mais modifiant les multi-trajets, ce qui permet de les mitiger. On identifie ainsi plusieurs techniques, que l'on appelle *diversités* :

- la diversité *temporelle* : en prenant plusieurs mesures espacées dans le temps, on peut mitiger les composantes du multi-trajet variant dans le temps. Ceci est valable uniquement pour le *fast-fading* dont la variation durant la durée de mesure est significative ;
- la diversité *spatiale* : en prenant des mesures en plusieurs points de l'espace pour lesquels les trajets ne sont pas les mêmes ;
- la diversité *fréquentielle* : En faisant varier la fréquence, et donc la longueur d'onde, on change l'emplacement des interférences constructives et destructives du modulant du signal ;
- la diversité de *polarisation* : La polarisation de l'onde radio est modifiée par les différents obstacles qu'elle rencontre. En utilisant un récepteur sensible à la polarisation, on peut séparer certains trajets dont la polarisation a été altérée



par un obstacle (il s'agit alors plus d'une séparation des multi-trajets plutôt que d'une mitigation) (cf 1.3.4 A).

### 1.3.2 Impact sur le RSSI

Lorsque les signaux issus des différents trajets se recoupent au niveau de l'antenne, en fonction de leur déphasages respectifs dus à leur différence de longueur de marche, ils peuvent s'ajouter de façon constructive ou destructive. Il est très difficile de modéliser ce phénomène pour des ondes radios dont la longueur d'onde est de l'ordre du mètre ou inférieure car cela nécessiterait de connaître tous les obstacles dont la taille est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. En effet dans le cadre de la bande ISM 2.4 GHz dont la longueur d'onde n'excède pas 12 *cm*, un déplacement de 6 *cm* de l'antenne peut faire varier la puissance reçue.

Dans notre cas, l'impact des multi-trajets sur les RSSI est donc non modélisable et les différents trajets ne peuvent pas être séparés. Cependant, il est possible de les mitiger, grâce à un modèle statistique de l'impact des multi-trajets sur la puissance du signal reçu. Une étude expérimentale du modèle de l'incertitude obtenu dans nos conditions de test est disponible (cf 4.3.2 A page 111), conduisant à une densité de probabilité assimilable à une loi du  $\chi^2$ .

### 1.3.3 Impact sur le ToA

Comme vu précédemment, les multi-trajets sont de multiples répétitions d'un signal avec un décalage temporel ainsi qu'un changement de phase, d'amplitude et de polarisation. La mesure de ToA par corrélation étant optimale (cf ii), c'est sur cette méthode que l'impact du multi-trajet va être détaillé. À partir de (1.3) et (1.12), on peut donner l'expression de la corrélation entre le signal reçu et le signal de référence

dans le cas de multi-trajets :

$$(s_r * s)(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(t) \cdot \overline{s(t-x)} dt \quad (1.13)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{i=0}^{P-1} (a_i s(t - \tau_i)) \right) \cdot \overline{s(t-x)} dt \quad (1.14)$$

$$= \sum_{i=0}^{P-1} a_i \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \tau_i) \cdot \overline{s(t-x)} dt \quad (1.15)$$

$$= \sum_{i=0}^{P-1} a_i \int_{-\infty}^{+\infty} s(t'_i) \cdot \overline{s(t'_i - x + \tau_i)} dt'_i \quad \text{avec } t'_i = t - \tau_i \quad (1.16)$$

$$= \sum_{i=0}^{P-1} a_i (s * s)(x - \tau_i) \quad (1.17)$$

$$(1.18)$$

Avec :

- \* : Le produit de corrélation
- $s_r$  : L'enveloppe complexe du signal reçu
- $s$  : L'enveloppe complexe du signal de référence
- $\tau_i$  : Le délai du trajet  $i$

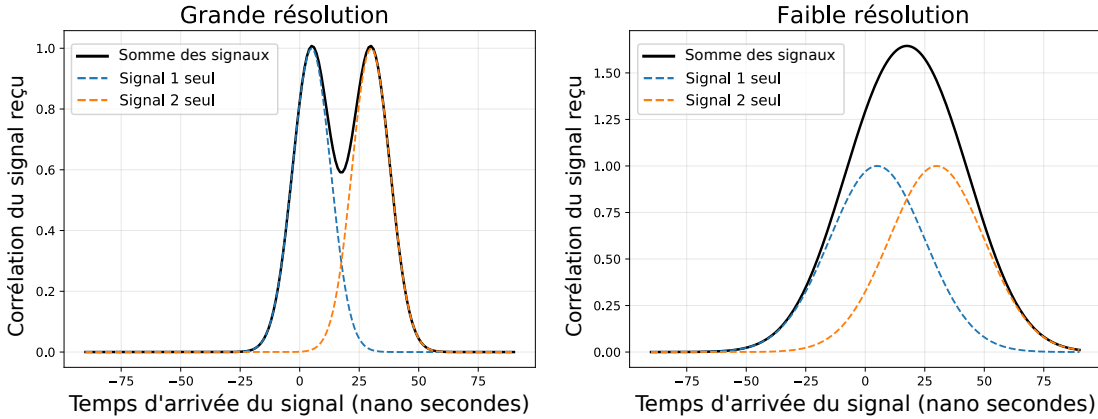


FIGURE 1.9: Impact de la résolution de mesure sur la séparabilité de deux signaux. Si la résolution temporelle n'est pas assez grande, les maximums locaux des deux signaux se confondent en un seul maximum global

L'inter-corrélation du signal avec les multi-trajets est donc équivalente à sommer  $P$  fois la fonction d'auto-corrélation du signal avec un décalage, déphasage et gain iden-

tique à ceux des multi-trajets. On obtient alors un ensemble de maximums locaux aux instants d'arrivée du signal, donc la largeur est l'inverse de la résolution de mesure du ToA. Comme illustré dans la Figure 1.9, si cette résolution est supérieure à l'étalement des délais temporels  $\tau_i$  (ou *delay-spread*, c-à-d l'espace séparant les maximums de la fonction de corrélation), alors les différents maximums se mélangent pour former une fonction avec un seul maximum global et les trajets deviennent non séparables par recherche de maximum. Pour que les trajets soient séparables il faut que la finesse de la corrélation soit supérieure à l'étalement temporel des trajets. Cette finesse étant proportionnelle à la largeur de bande du signal, il est nécessaire d'avoir des signaux très large bande comme l'UWB. Les signaux utilisés dans cette thèse étant en bande étroite (Bluetooth), **les trajets ne sont donc pas discernables et sont assimilés à une variable aléatoire.**

### 1.3.4 Impact sur l'AoA

Dans le cas de l'AoA, le multi-trajet se traduit par la réception d'un signal direct et de plusieurs signaux cohérents interférents provenant d'angles différents. Deux signaux d'enveloppe complexe  $s_1 : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$  et  $s_2 : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$  sont dits cohérents s'ils sont identiques à un déphasage  $\phi$  et une amplitude  $A$  près, c'est-à-dire si :

$$s_1(t) = s_2(t)Ae^{i\phi} \quad \exists(\phi, A) \in [0; 2\pi[ \times \mathbb{R} \quad (1.19)$$

Sur la plupart des algorithmes d'estimation de l'AoA (cf 2.4), on définit une fonction qui à un angle donné associe un critère scalaire dont la valeur indique la présence ou l'absence d'un signal incident en provenance de cet angle. La recherche de l'angle d'arrivée se réduit alors à une recherche de maximum ou de minimum sur ce critère. L'algorithme arrive alors à séparer (décorrélérer) les signaux incidents si on obtient plusieurs maximums ou minimums locaux pour chacun des angles d'incidence.

La possibilité de séparer deux signaux dépend de plusieurs facteurs : l'algorithme utilisé, la résolution de mesure (qui dépend du nombre d'antennes dans le réseau), le rapport signal à bruit, et l'angle minimum séparant deux signaux. De manière similaire au ToA avec la Figure 1.9, si l'angle séparant deux signaux est trop faible devant l'inverse de la résolution, alors les signaux ne seront pas séparables.

#### 1.3.4 A Signaux cohérents et matrice de corrélation

Il est important de noter que les algorithmes basés sur la matrice de corrélation du signal reçu tels que MUSIC (dont l'explication est donnée en 2.4.2) ne sont pas capables de séparer les signaux cohérents. En effet, dans le cas de  $P$  signaux cohérents entre eux, le rang de  $R_{SS}$  la matrice de corrélation des signaux incidents est égal à 1 au lieu de  $P$ , et par conséquent  $\text{rang}(R_{XX}) = \text{rang}(R_{SS}) = 1$ . On a alors un seul vecteur

propre associé à une valeur propre non nulle et il devient alors impossible de séparer ces signaux. Pour remédier à ce problème, plusieurs solutions existent qui consistent à calculer une nouvelle matrice de corrélation du signal  $R'_{XX}$  qui sera de rang  $P$  (on parle de restauration du rang de  $R_{XX}$ ) à partir de sous-réseaux d'antennes. Spatial Filtering (SF) et Forward-Backward Averaging (FBA) sont deux méthodes applicables uniquement à des réseaux d'antennes Uniform Linear Array (ULA) et grille. L'idée principale est d'utiliser une diversité spatiale en simulant à partir d'un réseau d'antenne un sous-réseau plus petit que l'on peut virtuellement déplacer (voir Figure 1.10).

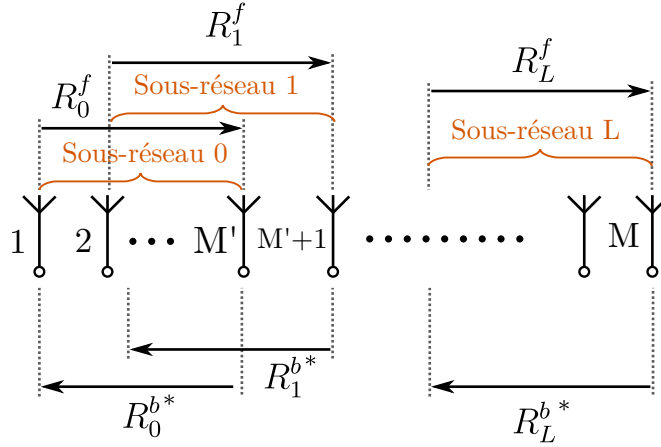


FIGURE 1.10: Principe de découpage en sous-réseaux de SF et FBA

**Spatial Filtering (SF)** Le réseau de  $M$  antennes est séparé en  $L$  sous-réseaux de  $M' < M$  éléments tels que tous les sous-réseaux soient géométriquement identiques à une translation près (cf Figure 1.10). À partir de  $X$  le signal reçu, on construit  $L$  matrices de corrélation du signal reçu par chaque sous-réseau  $R_l^{sf} \in \mathcal{M}_{M',M'}(\mathbb{C}) \forall l \in \llbracket 0; L \rrbracket$ . La matrice  $R'_{XX} \in \mathcal{M}_{M',M'}(\mathbb{C})$  qui est utilisée pour la décomposition en valeurs propres avec MUSIC est alors calculée comme la moyenne des matrices de corrélation des sous-réseaux :

$$R'_{XX} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} R_l^{sf} \quad (1.20)$$

**Forward-Backward Averaging (FBA)** Le principe de fonctionnement est similaire à SF : on crée  $L$  sous-réseaux comme précédemment qui sont dit "*forward*", puis à partir de ces sous-réseaux on en crée  $L$  nouveaux en inversant l'ordre des antennes. Ils sont alors dits "*backward*". Les sous-réseaux backward sont équivalents à simuler une rotation de  $180^\circ$  des sous-réseaux forward.

On calcule ensuite  $R_l^f \in \mathcal{M}_{M',M'}(\mathbb{C})$  la matrice de corrélation du signal reçu au  $l^{\text{ème}}$  sous-réseau forward comme précédemment, puis  $R_l^b \in \mathcal{M}_{M',M'}(\mathbb{C})$  la matrice de corrélation du signal reçu au  $l^{\text{ème}}$  sous-réseau backward, mais à partir de  $X^*$  le conjugué des mesures. La matrice de corrélation  $R'_{XX}$  utilisée pour la décomposition en éléments propres est alors :

$$R'_{XX} = \frac{1}{2L} \sum_{l=0}^{L-1} R_l^f + R_l^b \quad (1.21)$$

Selon [48], ces méthodes permettent de séparer au maximum  $2M/3$  signaux cohérents, cependant elle réduit virtuellement le nombre d'antennes dans le réseau et donc la finesse de mesure angulaire.

### 1.3.4 B Diversité de polarisation

Lorsqu'un signal radio est réfléchi ou diffracté par un élément métallique, sa polarisation peut-être modifiée. Une autre technique pour séparer les signaux cohérents consiste alors à utiliser des antennes vectorielles qui permettent de retrouver la polarisation d'un signal en mesurant plusieurs des composantes orthogonales du champ électromagnétique (EM) [49] :

- $E_x, E_y, E_z$  associées au vecteur champ électrique  $\vec{E}$  ;
- $H_x, H_y, H_z$  associées au vecteur champ magnétique  $\vec{H}$ .

Une antenne vectorielle permet de mesurer plusieurs de ces composantes en un point donné de l'espace grâce à une forme d'antenne spécifique ou en combinant différents éléments tels que par exemple des dipôles électriques ou des boucles magnétiques orthogonaux entre eux (voir Figure 1.11). Pour un réseau de  $M$  antennes vectorielles, mesurant  $L$  composantes du champ EM, on obtient alors  $M \times L$  signaux en sortie du réseau.

Tout comme SF et FBA utilisent la diversité spatiale en simulant plusieurs réseaux identiques à des positions différentes, il est possible d'utiliser la diversité de polarisation avec un réseau antennes vectorielles pour séparer les signaux cohérents. C'est ce que permet de faire l'algorithme Polarisation Smoothing (PS). Il consiste à former  $L$  sous-réseaux de  $M$  antennes **non** vectorielles, chaque sous-réseau sensible à une composante du champ EM différente. On construit alors  $R_l^{ps}$  la matrice de covariance des signaux reçus par le  $l^{\text{ème}}$  sous-réseau. Puis on calcule  $R'_{XX} \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  la matrice de corrélation à partir de laquelle sera effectuée la décomposition en valeurs propres dans l'algorithme MUSIC [51, 49] :

$$R'_{XX} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} R_l^{ps} \quad (1.22)$$

Dans ce cas, selon [49], le nombre maximum de signaux cohérents discernables avec cette technique est de  $\min(L, M - 1)$ , et si on combine cette méthode avec les techniques de FBA et SF, on peut augmenter le nombre de signaux cohérents discernables à  $\min(2L, M - 1)$ . L'avantage de la technique PS est qu'elle ne nécessite pas un réseau d'antennes avec une géométrie particulière (contrairement à FBA et SF qui nécessitent un réseau linéaire ou grille), et qu'elle ne réduit pas la résolution du réseau. Cependant, elle nécessite des antennes plus complexes et  $L$  fois plus de mesures.

Dans le cas de l'antenne utilisée dans ce mémoire (cf 3.2.1), nous disposons de  $M = 6$  antennes vectorielles mesurant  $L = 2$  composantes du champ électromagnétique, permettant une séparation de quatre signaux cohérents incidents avec ces techniques.

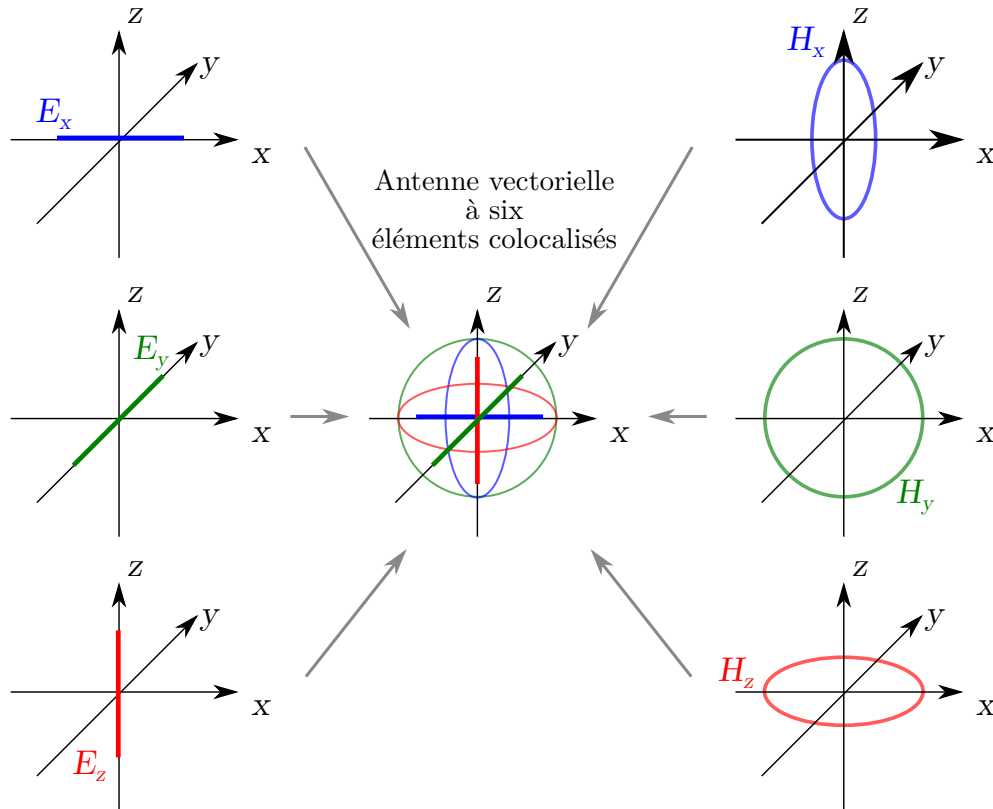


FIGURE 1.11: Principe d'une antenne vectorielle mesurant les six composantes du champ EM (figure extraite et modifiée de [50])

## 1.4 Architectures réseaux pour objets communicants

Chaque système Radio-Fréquence (RF) de localisation en intérieur repose sur des objets communicants (nommés nœuds) capables de transmettre et/ou de recevoir des signaux radios et d'en mesurer certaines grandeurs physiques liées à la distance (cf 1.2.1). Certains de ces nœuds peuvent avoir des coordonnées fixes connues et sont nommés balises (beacon) [24, 52, 10, 53, 54, 44, 9], stations de base (Base Stations (BSs)) [52, 10] ou points d'accès (Access Points (APs)) [24, 44, 38, 8], tandis que d'autres peuvent être des nœuds mobiles avec des coordonnées inconnues, nommés tags.

On peut identifier plusieurs configurations de systèmes [54] en fonction :

- du ou des nœuds qui effectuent l'estimation de position ;
- du schéma de communication entre les tags et les balises, qui détermine si les positions des tags peuvent être estimées séparément ou sont obligatoirement estimées conjointement.

Ces différentes configurations sont détaillées dans la Figure 1.12.

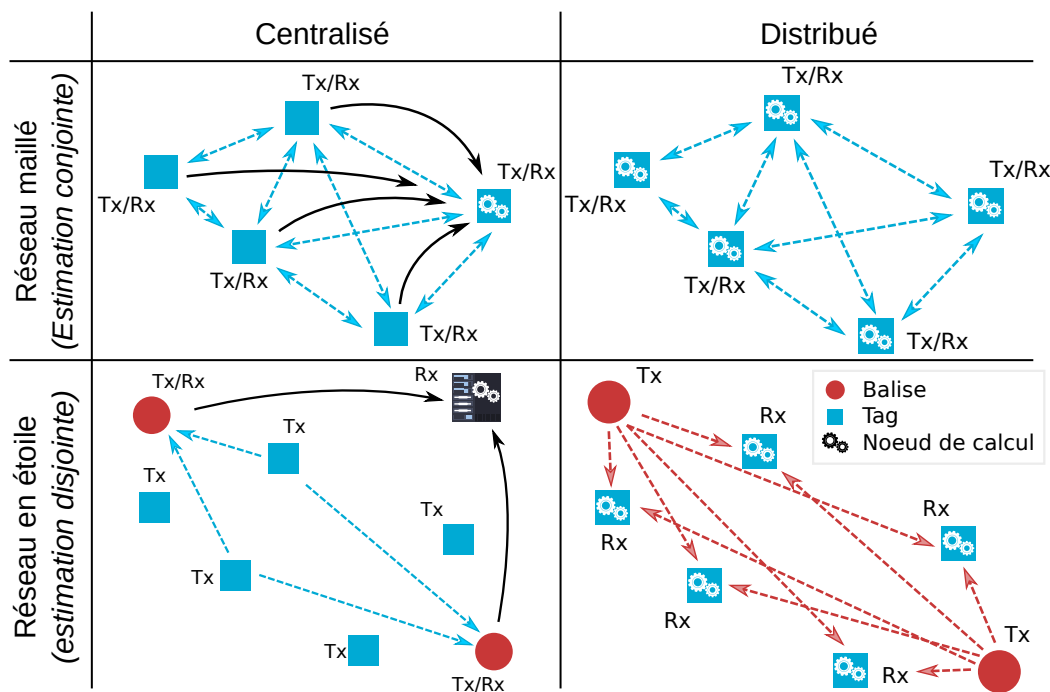


FIGURE 1.12: Différentes configurations du réseau de communication et de la répartition du calcul entre les balises et les tags.

### 1.4.1 Réseau Maillé/En étoile

Un réseau est maillé (*mesh network*) lorsque les tags ont à la fois des capacités de réception et de transmission et estiment leurs distances relatives entre eux. Dans un tel scénario, la position relative des tags peut être estimée sans aucune balise, mais une estimation conjointe de la position de tous les tags est nécessaire. Si une ou plusieurs balises sont introduites comme référence, la position absolue peut alors être donnée. À l'inverse, une architecture en étoile se produit lorsque chaque nœud communique avec un ensemble restreint et fixé de nœuds de référence (généralement des balises). Dans ce cas la position est toujours estimée par rapport à ces nœuds de référence et l'estimation peut se faire de manière disjointe.

### 1.4.2 Calcul Distribué/Centralisé

L'algorithme d'estimation de position peut être intégré dans le tag, ce qui conduit à un positionnement distribué. Dans cette architecture, chaque tag estime sa propre position, les balises peuvent être utilisées uniquement en émetteur, alors que les tags doivent être capables de réception.

Pour optimiser l'énergie des balises, certaines architectures déplacent le calcul des algorithmes de localisation vers un nœud dédié qui peut être une balise ou un serveur distant, généralement connecté à une alimentation électrique. C'est alors une topologie de calcul centralisée.

Les Tableaux 1.2 et 1.3 présente un résumé des principaux avantages et inconvénients de chaque solution. Le cas maillé nécessite un grand nombre d'échanges entre les nœuds, et donc une consommation accrue. Les contraintes fixées pour cette thèse ne s'opposent pas à une installation de balise, tant qu'il n'est pas nécessaire d'avoir recours à des mesures de calibration sur site, il est alors préférable de choisir une architecture en étoile. Une solution centralisée ou distribuée serait possible, mais dans le cadre des tests, il est préférable de centraliser les mesures et les calculs sur un serveur unique. Cela a l'avantage de stocker toutes les données en un endroit où elles peuvent être ré-analysées au lieu d'être fragmentées dans chaque tag. De plus, la solution centralisée dispose d'un atout supplémentaire : s'il est nécessaire d'avoir un dispositif particulier pour la mesure (réseau d'antennes, accès à la phase du signal, plusieurs têtes RF, fréquence d'échantillonnage plus élevée, etc.), il est alors possible d'en équiper uniquement les balises qui sont moins nombreuses que les tags. Il a donc été choisi d'utiliser une architecture étoile centralisée pour les tests



	Centralisé	Distribué
Réutilisation des mesures	+	-
Fiabilité	-	+
Consommation de communication des tags ou balises	+	-
Consommation de calcul des tags	-	+
Augmentation de la puissance de calcul disponible en fonction du nombre de tags	-	+

TABLE 1.2: Avantages et inconvénients des approches centralisées et distribuées

	Maillé	Étoile
Nécessite des balises	Non	Oui
Consommation de communication des tags	+	-
Complexité du protocole réseau	+	-
Occupation du canal de transmission	+	-
Nécessité de réaliser une estimation conjointe	Oui	Non

TABLE 1.3: Avantages et inconvénients d'un réseau maillé et en étoile

## 1.5 Estimation de position

Cette section présente un tour d'horizon des principales méthodes pour estimer une position à partir des mesures de RSSI, ToA ou AoA présentées plus tôt. L'estimation en utilisant un modèle physique des mesures est comparée à une estimation par apprentissage sur des mesures en 1.5.1, puis plusieurs algorithmes d'estimation de la position par modèle physique sont introduits en 1.5.2

### 1.5.1 Modélisation ou apprentissage

Il est possible d'identifier deux catégories d'algorithmes permettant une localisation ou un repérage à partir de mesures : une approche basée sur les données et une basée sur des modèles.

#### 1.5.1 A Approche par modèle

Une première façon d'utiliser les mesures consiste à trouver un modèle physique permettant de relier la position (et éventuellement d'autres paramètres) à des mesures "attendues/théoriques". Comme l'environnement n'est pas maîtrisé (principalement le canal de propagation des signaux), et que les mesures subissent l'influence de paramètres incertains comme le bruit de mesure, ce modèle fait intervenir des variables et des paramètres aléatoires. Des campagnes de mesures peuvent être menées pour estimer ces paramètres et en déduire leur statistique (dont dépend la précision de localisation),

pour valider ou affiner le modèle. Pour retrouver une position à partir d'un modèle il est ensuite nécessaire d'utiliser une technique d'estimation paramétrique, telle que par exemple le maximum de vraisemblance ou le maximum a posteriori [55], ou encore un filtre de Kalman [56] pour les systèmes dynamiques.

### 1.5.1 B Approche par données

L'approche données consiste à trouver une position à partir de mesures d'étalonnage effectuées à positions connues. Aucun modèle physique sous forme analytique n'est alors spécifié, c'est l'approche utilisée par l'apprentissage automatique (*machine-learning*). On peut citer comme algorithmes utilisant cette technique le K-mean, la forêt d'arbres décisionnels ou les réseaux de neurones (voir [57] pour une introduction de tous ces algorithmes).

Comme aucune erreur ou approximation n'est effectuée par modélisation, cette méthode peut permettre une précision de l'ordre du maillage des mesures d'étalonnage si le modèle est appris à partir de suffisamment de données expérimentales, issues de la pièce où se déroule la localisation. Cependant, si l'environnement est changeant (déplacement d'objets, de cloisons, de position de balises, etc), il sera nécessaire de périodiquement remesurer la base d'apprentissage. De plus, des mesures effectuées dans un environnement donné sont difficilement généralisables à un autre environnement.

Pour ce mémoire, l'application industrielle interdisait les mesures d'étalonnage sur site (cf introduction). L'approche modèle a alors été choisie car elle permet une généralisation de la calibration à plusieurs environnements. Connaître le modèle de propagation de l'onde radio dans le milieu qui nous intéresse (*channel model*) est donc nécessaire afin de savoir comment les métriques évoluent en fonction de la position. (cf 1.3)

### 1.5.2 Estimation paramétrique

Une fois les mesures sur les signaux radios effectuées, il est possible avec une approche modèle de procéder à une estimation de la position en une ou plusieurs étapes (*one-step* ou *two-steps* positioning) [25]. La Figure 1.13 montre un exemple de la différence entre ces deux méthodes.

#### 1.5.2 A Estimation en plusieurs étapes

L'approche en plusieurs étapes consiste à utiliser les mesures brutes pour estimer des valeurs intermédiaires (généralement la distance entre les balises et les objets à localiser), qui seront ensuite fusionnées pour obtenir une position 2D ou 3D. Séparer ainsi l'estimation en deux étapes ou plus peut être motivé par la complexité du modèle global qui rend le calcul instable ou impossible dans des temps raisonnables avec la puissance de calcul et l'énergie disponible.

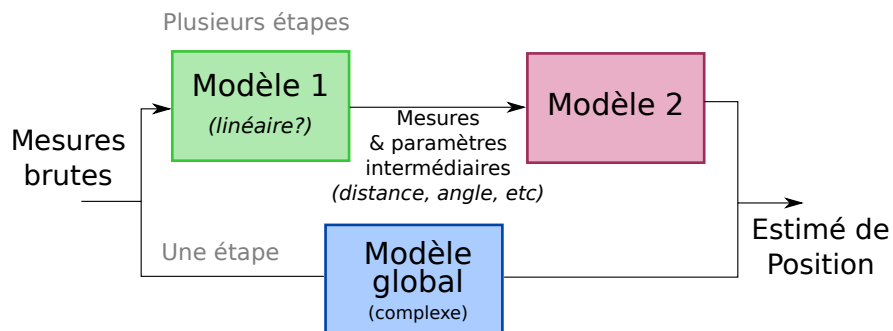


FIGURE 1.13: Diagramme de principe de l'estimation en deux étapes et une étape

Une méthode de résolution fréquente est l'approche géométrique, où une distance est calculée à partir des mesures. Il est ensuite possible de "tracer" des cercles dont le rayon est égal à la distance trouvée (voir Figure 1.14) ; le point estimé étant ensuite

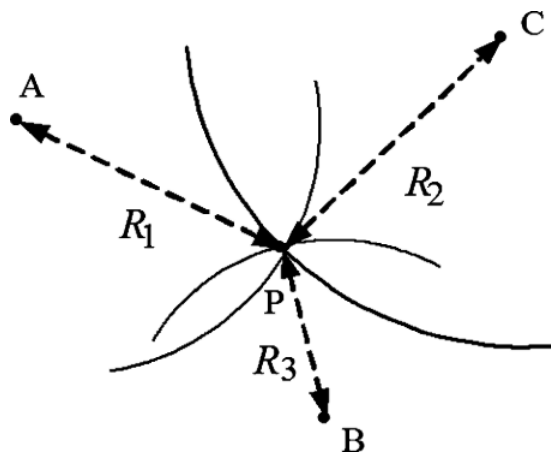


FIGURE 1.14: Positionnement géométrique à partir d'estimations de la distance balise (figure extraite de [2])

placé à l'intersection de ces cercles. Toutefois, en présence d'erreur de mesure, ces cercles peuvent ne pas se croiser en un point unique et une deuxième fusion entre les distances est nécessaire, en utilisant soit des méthodes géométriques (comme le barycentre des points d'intersection des cercles par exemple), ou des méthodes analytiques (comme un moindre carré). Les auteurs de [58] estiment la distance balise-tag à partir des mesures

de RSSI en inversant l'équation (1.2) pour en extraire la distance :

$$\widehat{d^{(j,i,n)}} = 10^{\frac{G^{(i)}+G^{(j)}+a_0+P^{(i)} - P^{(j,i,n)}}{e^{|dBm|} - r^{|dBm|}}} \quad (1.23)$$

Avec  $\widehat{d^{(j,i,n)}}$  l'estimation de la distance entre le  $i^{\text{ème}}$  tag et la  $j^{\text{ème}}$  balise à partir de la  $n^{\text{ème}}$  mesure de RSSI. Par la suite, ils en déduisent la position à l'aide d'une optimisation par moindre carrés (*voir 2 pour plus de détails sur la modélisation de la position des balises et des tags*) :

$$(\widehat{x^{(i)}}, \widehat{y^{(i)}}) = \arg \min_{x^{(i)}, y^{(i)}} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \widehat{d^{(j,i,n)}} - \sqrt{(x^{(i)} - x_r^{(j)})^2 + (y^{(i)} - y_r^{(j)})^2} \right)^2 \quad (1.24)$$

Avec :

$\widehat{x^{(i)}}$ : La valeur estimée de $x^{(i)}$	(ordonnées)
$\widehat{y^{(i)}}$ : La valeur estimée de $y^{(i)}$	$x_r^{(j)}$ : L'abscisse de la $j^{\text{ème}}$ balise en mètres (abscisses)
$x^{(i)}$ : L'abscisse du $i^{\text{ème}}$ tag en mètres (abscisses)	$y_r^{(j)}$ : L'ordonnée de la $j^{\text{ème}}$ balise en mètres (ordonnées)
$y^{(i)}$ : L'ordonnée du $i^{\text{ème}}$ tag en mètres	

Dans le cas où les modèles sont indépendants les uns des autres et qu'aucune erreur de modélisation n'est ajoutée en les séparant, il est possible que l'estimation en deux étapes n'impacte pas l'erreur d'estimation. Le plus fréquemment cependant, comme statué par Geizici dans [25], la séparation dégrade les performances de l'estimateur.

### 1.5.2 B Estimation en une étape

L'approche globale (ou approche en une étape) estime directement une position à partir des mesures brutes. Cependant, les modèles remontant directement à la position sont rarement linéaires, ce qui nécessite de faire une résolution itérative sur des versions linéarisées par morceaux du modèle (cf 2.1.3), augmentant la puissance de calcul nécessaire. De plus, l'espace de recherche n'étant pas convexe, les résultats sont dépendants du point de départ de l'optimisation et il est possible que l'optimisation se termine sur un minimum local. Plusieurs méthodes essaient d'apporter des solutions à ces problèmes, telles que la relaxation convexe [59] ou la programmation semi-définie [59, 60], mais elles ne sont pas généralisables à tous les modèles.

Un algorithme répandu [61, 62, 63, 64] pour la résolution d'un modèle global est le maximum de vraisemblance [65]. La Figure 1.15 montre le principe d'une estimation paramétrique par maximum de vraisemblance. Les paramètres du modèles à estimer sont regroupés dans un vecteur  $\theta$ , et les mesures dans un vecteur  $Y$ . Un modèle physique

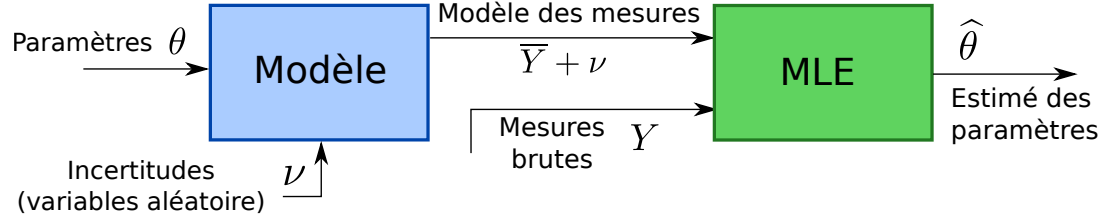


FIGURE 1.15: Schéma de principe de l'estimation de paramètres par maximum de vraisemblance

décrit les mesures attendues  $\bar{Y}(\theta)$  en fonction de  $\theta$  et d'une incertitude de mesure  $\nu$  qui est une variable aléatoire dont on connaît la statistique. On peut ainsi donner la statistique des mesures attendues  $\bar{Y}(\theta) + \nu$ , et calculer  $P(\bar{Y}(\theta) + \nu = Y | \theta)$  la probabilité d'obtenir des mesures données  $Y$ , conditionnée par le vecteur de paramètres  $\theta$  :

$$P(\bar{Y}(\theta) + \nu = Y | \theta) = P(\nu = Y - \bar{Y}(\theta) | \theta) \quad (1.25)$$

On définit alors  $\mathcal{L}(\theta | Y)$  la fonction de vraisemblance des mesures  $Y$ , conditionnée par les paramètres  $\theta$  ainsi :

$$\mathcal{L}(\theta | Y) = P(\bar{Y}(\theta) + \nu = Y | \theta) \quad (1.26)$$

Pour des mesures données (c'est à dire à  $Y$  fixé), on peut alors estimer quels sont les paramètres  $\hat{\theta}$  les plus probables par une recherche de maximum sur la fonction de vraisemblance :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{L}(\theta | Y) \quad (1.27)$$

Dans le cas où  $\nu$  est une variable de densité normale, il peut être mathématiquement plus simple de travailler avec la fonction de log-vraisemblance  $\mathcal{LL}(\theta | Y)$  définie ainsi :

$$\mathcal{LL}(\theta | Y) = \ln(\mathcal{L}(\theta | Y)) \quad (1.28)$$

Une recherche de maximum sur  $\mathcal{L}(\theta | Y)$  est équivalente à une recherche sur  $\mathcal{LL}(\theta | Y)$  étant donné que la fonction logarithme est monotone croissante.

Pour effectuer une estimation de position, il faut donc que la position soit un des paramètres de  $\theta$  et qu'il soit possible de modéliser la mesure attendue  $\bar{Y}(\theta)$  (RSSI, ToA ou AoA) en fonction de  $\theta$ . Il est également nécessaire de modéliser et connaître la statistique de l'incertitude de mesure  $\nu$ . Le chapitre 2 détaille un modèle pour chacune des techniques évaluées (RSSI, ToA et AoA), ainsi que l'algorithme de Gauss-Newton utilisé dans cette thèse pour trouver le maximum de la fonction de vraisemblance.

Le choix entre une approche globale et une séparation des modèles dépend principalement du problème abordé et du contexte. Il peut être nécessaire pour effectuer les calculs sur une cible embarquée, de simplifier les calculs en séparant un modèle en plusieurs parties plus simples. Afin de garder une précision de localisation maximale, il a été choisi de garder une optimisation globale par maximum de vraisemblance, cela nécessitant de faire tourner les algorithmes sur un central de calcul dédié pour respecter les contraintes énergétiques des tags et des balises.

## Conclusion

Ce chapitre présente un résumé des principales notions associées à la localisation radio.

Trois techniques ont été identifiées, nécessitant une comparaison dans la suite des travaux :

**RSSI** la mesure de la puissance du signal ;

**ToA** l'estimation de temps de vol à partir de la mesure des temps de réception ;

**AoA** l'estimation de l'angle d'arrivée du signal par interférométrie grâce à un réseau d'antenne.

Les principales méthodes de mesure du RSSI, ToA et AoA sont présentées, et une mesure par détection d'énergie pour le ToA, et par interférométrie pour l'AoA ont retenu notre intérêt : la première pour son opportunité d'application sur des systèmes existants, la deuxième pour son potentiel à séparer les multi-trajets et sa cohérence avec le standard Bluetooth 5.1.

Le problème du multi-trajet a été introduit en montrant son impact sur le RSSI, ToA et AoA, et en dissociant les cas où les trajets peuvent être séparés des cas où ils peuvent uniquement être mitigés. Pour la séparation des multi-trajets, l'importance de plusieurs critères ont été mis en évidence :

- la largeur de bande pour la mesure de ToA ;
- la diversité de polarisation, la géométrie du réseau d'antenne, le nombre d'antennes, ainsi que l'algorithme d'estimation pour l'AoA.

Différentes architectures de communication et de répartition des calculs ont été présentées et une architecture centralisée en étoile a été choisie afin de diminuer les échanges radios, réduire la complexité de l'électronique des tags et centraliser les données pour permettre leur réutilisation. Il a été choisi d'utiliser une résolution de position en utilisant une approche par modèle et non par données, pour réduire les contraintes sur l'installation du système de localisation et réduire les problèmes de maintenance.

Pour finir, les principes de l'estimation de position ont été présentés, en identifiant une technique basée sur l'apprentissage automatique à partir de mesures de calibration, et une seconde technique basée sur l'utilisation d'un modèle physique. Il a été mis en évidence que l'utilisation d'une modélisation nécessite moins d'efforts lors de l'installation d'un système de localisation car le modèle peut-être réutilisé d'une installation à une autre. Au vu des contraintes de cette thèse concernant le déploiement du système de localisation (voir introduction), les travaux ont été orientés sur une méthode par modélisation physique. Les grands principes de l'estimation paramétrique par maximum de vraisemblance ont ensuite été introduits, et ces principes vont être approfondis dans le prochain chapitre qui présentera une méthode de recherche du maximum de vraisemblance ainsi qu'un modèle physique pour chacune des trois techniques évoquées précédemment (RSSI, ToA et AoA).

# Modélisation et estimation paramétrique

---

## Sommaire

<b>2.1</b>	<b>Modélisation générale</b> . . . . .	<b>40</b>
2.1.1	Scène de localisation . . . . .	40
2.1.2	Incertitude de mesure et de multi-trajets . . . . .	41
2.1.3	Maximum de vraisemblance . . . . .	42
<b>2.2</b>	<b>RSSI</b> . . . . .	<b>44</b>
2.2.1	Maximum de vraisemblance . . . . .	44
<b>2.3</b>	<b>ToA</b> . . . . .	<b>46</b>
2.3.1	Synchronisation d'horloge . . . . .	46
2.3.2	Maximum de vraisemblance . . . . .	52
<b>2.4</b>	<b>AoA</b> . . . . .	<b>54</b>
2.4.1	Modélisation de signaux incidents sur un réseau d'antennes . . . . .	54
2.4.2	MUSIC : algorithme de super-résolution pour l'AoA . . . . .	57
2.4.3	Maximum de vraisemblance . . . . .	59
<b>2.5</b>	<b>Fusion des méthodes par Maximum Likelihood Estimator (MLE)</b> <b>62</b>	

---

Les mesures de RSSI, ToA et AoA ayant été introduites précédemment, ce chapitre s'attache à définir un modèle probabiliste pour chacune d'entre elle, permettant d'estimer une position par maximum de vraisemblance. Une comparaison entre une résolution par ces modèles et par des algorithmes standard de ToA et AoA est effectuée, tant du point de vue énergétique que de la puissance de calcul nécessaire ; afin de faire un choix pertinent pour un système de localisation énergétiquement contraint.

La section 2.1 commence par introduire une modélisation générale : un modèle pour la scène de localisation, pour les incertitudes qui impactent la mesure, et pour l'estimateur à maximum de vraisemblance qui sera utilisé par la suite. Les modèles pour le RSSI, ToA et AoA sont ensuite présentés respectivement en 2.2, 2.3 et 2.4. La problématique de synchronisation inhérente au ToA est présentée en 2.3.1 et l'algorithme standard MUSIC permettant une estimation de l'angle d'arrivée est introduit en 2.4.2. Finalement, une ouverture sur la possibilité de fusionner les RSSI, ToA et AoA est expliquée en 2.5.



## 2.1 Modélisation générale

### 2.1.1 Scène de localisation

On considère une situation de localisation en intérieur en architecture étoile centralisée (cf 1.4) avec  $J$  récepteurs (notés *balises*) dotés d'un réseau de  $M$  antennes vectorielles mesurant deux composantes du champ électrique. On considère également  $I$  transmetteurs (notés *tags*) immobiles pendant la localisation, envoyant  $N$  paquets lors de la phase de localisation. Un exemple de situation de localisation est donné en Figure 2.1

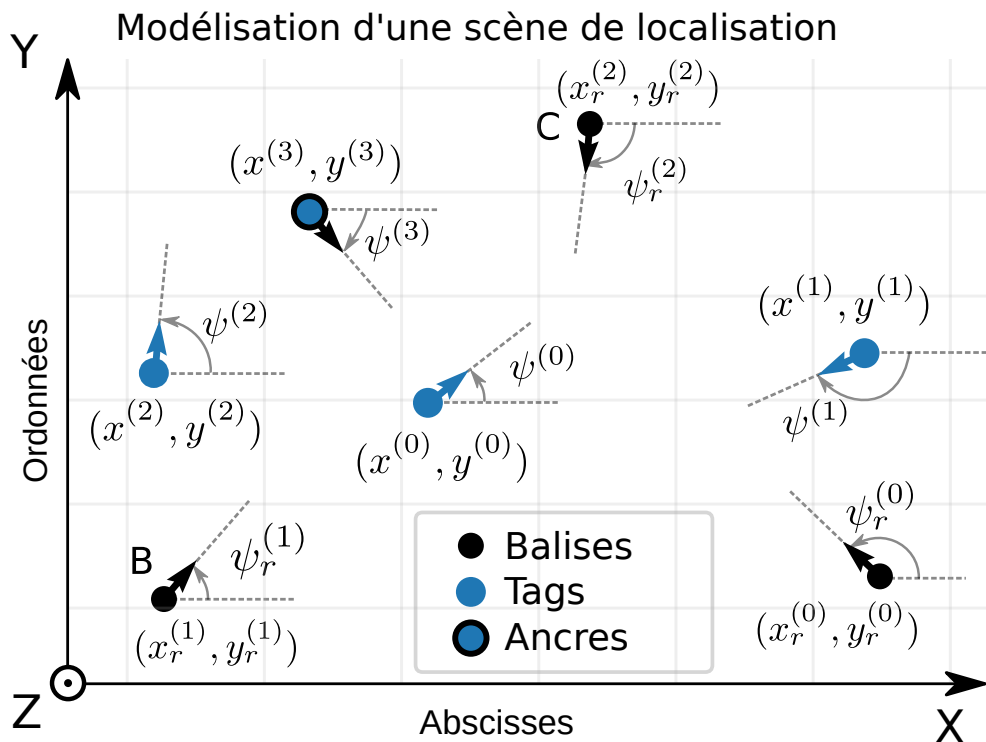


FIGURE 2.1: Exemple de situation de localisation avec  $J = 3$  balises,  $I = 4$  tags, dont  $K = 1$  ancre

On se limite à une localisation en deux dimensions dans le plan horizontal (plan  $XY$ ) pour plusieurs raisons :

- pour une localisation en intérieur il est généralement suffisant de localiser le point sur une carte. Ainsi, bien que le problème soit extensible à une recherche 3D, une recherche 2D est habituellement suffisante ;
- cela diminue le nombre de dimensions de recherche en cas d'une optimisation par recherche de maximum/minimum, ainsi la complexité de l'algorithme est

réduite et la convergence facilitée ;

- l’antenne utilisée lors des travaux de cette thèse (cf 3.2.1) est linéaire et permet donc uniquement d’estimer un angle d’arrivée en azimuth, sans avoir d’information sur l’élévation.

Les tags sont placés à des positions inconnues sauf pour  $K$  d’entre eux qui sont placés à des positions fixes et connues (ils sont alors notés *ancres*). Les coordonnées en mètres des tags et des balises sont respectivement notées  $\Omega$  et  $\Omega_R$  :

$$\Omega = \begin{bmatrix} x^{(0)} & y^{(0)} \\ \vdots & \vdots \\ x^{(I-1)} & y^{(I-1)} \end{bmatrix} \quad \Omega_R = \begin{bmatrix} x_r^{(0)} & y_r^{(0)} \\ \vdots & \vdots \\ x_r^{(I-1)} & y_r^{(I-1)} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :

$$\begin{array}{ll} x^{(i)} : \text{L'abscisse du } i^{\text{ème}} \text{ tag en mètres} & x_r^{(j)} : \text{L'abscisse de la } j^{\text{ème}} \text{ balise en} \\ \text{(abscisses)} & \text{mètres (abscisses)} \\ y^{(i)} : \text{L'ordonnée du } i^{\text{ème}} \text{ tag en mètres} & y_r^{(j)} : \text{L'ordonnée de la } j^{\text{ème}} \text{ balise en} \\ \text{(ordonnées)} & \text{mètres (ordonnées)} \end{array}$$

On note également  $\Psi$  et  $\Psi_R$  l’orientation en radians des tags et des balises dans le plan  $XY$  :

$$\Psi = \begin{bmatrix} \psi^{(0)} \\ \vdots \\ \psi^{(I-1)} \end{bmatrix} \quad \Psi_R = \begin{bmatrix} \psi_r^{(0)} \\ \vdots \\ \psi_r^{(J-1)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\begin{array}{ll} \psi^{(i)} : \text{L'orientation du tag } i \text{ dans le} & \psi_r^{(j)} : \text{L'orientation de la balise } j \text{ dans} \\ \text{plan } XY \text{ en radians} & \text{le plan } XY \text{ en radians} \end{array}$$

### 2.1.2 Incertitude de mesure et de multi-trajets

On considère le bruit de mesure comme étant un bruit blanc gaussien (*Random White Gaussian Noise (RWGN)*) centré en zéro de variance  $\sigma^2$  et on notera  $\nu^{(j,i,n)}$  la valeur de l’incertitude impactant la mesure du paquet  $n$  du tag  $i$  reçu par le récepteur  $j$ . Dans les cas du RSSI et du ToA, le signal étant en bande étroite, le multi-trajets est non séparable (cf 1.3). À des fins de simplification, l’approximation est alors faite de l’assimiler à une incertitude de mesure blanc gaussien même s’il sera vu en 3.3.2 et 4.3.2. À que cette approximation n’est pas parfaite. Cette approximation permet de simplifier le modèle pour établir un MLE analytique, mais une généralisation des

modèles présentés dans cette thèse à des modèles de multi-trajets non gaussiens reste possible.

On considère que les mesures sont effectuées dans un laps de temps suffisamment court et dans un environnement variant suffisamment lentement pour utiliser l'hypothèse du canal constant. Ainsi, le modèle de multi-trajets ne dépend que de la position du transmetteur et du récepteur.

On peut alors noter  $\nu^{(j,i)}$  la valeur de l'incertitude de multi-trajets impactant les mesures de tous les paquets du transmetteur  $i$  reçus par le récepteur  $j$ . Le vecteur d'incertitude  $\nu$  tel que :

$$\nu = \begin{bmatrix} \nu^{(0,0)} + \nu^{(0,0,0)} \\ \nu^{(0,0)} + \nu^{(0,0,1)} \\ \vdots \\ \nu^{(0,0)} + \nu^{(0,0,N)} \\ \vdots \\ \nu^{(0,I)} + \nu^{(0,I,N)} \\ \vdots \\ \nu^{(J,I)} + \nu^{(J,I,N)} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

est donc un vecteur gaussien covariant dont la matrice de covariance  $\Sigma$  est bloc-diagonale :

$$\Sigma = I_N \otimes \left( \sigma^2 I_{J \times I} + \sigma_{mp}^2 \mathbb{1}_{J \times I} \right) \quad (2.4)$$

Avec :

$\otimes$  : Le produit de Kronecker

$I_{J \times I}$  : La matrice identité de taille  $J \times I$

$\mathbb{1}_{J \times I}$  : La matrice de taille  $J \times I$  dont tous les éléments sont égaux à 1

$\sigma^2$  : La variance de l'incertitude de mesure  $\nu^{(j,i,n)}$

$\sigma_{mp}^2$  : La variance de l'incertitude des mesures imputée aux multi-trajets  $\nu^{(j,i)}$

### 2.1.3 Maximum de vraisemblance

Les estimateurs à maximum de vraisemblance (*Maximum Likelihood Estimator* (*MLE*) en anglo-saxon) sont des estimateurs bayésiens permettant de retrouver les paramètres d'un modèle à partir de mesures [65]. On note  $\theta = [\theta_0 \ \dots \ \theta_{N_\theta-1}]^T$  le vecteur contenant les  $N_\theta$  paramètres du modèle,  $Y$  le vecteur contenant les mesures

effectuées et  $\bar{Y}(\theta)$  les mesures estimées par le modèle de paramètres  $\theta$ , on a :

$$Y = \bar{Y}(\theta) + \nu \quad (2.5)$$

Avec  $\nu$  le vecteur des incertitudes de mesure de même dimension que  $Y$ . On peut alors trouver  $\hat{\theta}$  l'estimé de  $\theta$  par maximum de vraisemblance :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{L}(\theta | Y) \quad (2.6)$$

$$= \arg \max_{\theta} \mathcal{LL}(\theta | Y) \quad (2.7)$$

Avec  $\mathcal{L}(\theta | Y) = P_{\theta}(\nu = Y - \bar{Y}(\theta))$  la vraisemblance d'une réalisation de la variable aléatoire  $Y$  (représentant les mesures), dépendant des paramètres  $\theta$ , et  $\mathcal{LL}(\theta | Y)$  la log-vraisemblance :  $\mathcal{LL}(\theta | Y) = \log(\mathcal{L}(\theta | Y))$ . Dans le cas où l'incertitude  $\nu$  est modélisée par une loi normale multivariée de covariance  $\Sigma$  on a :

$$\mathcal{L}(\theta | Y) = \frac{1}{(2\pi)^{N_Y/2} |\Sigma|^{1/2}} \exp \left[ -\frac{1}{2} (Y - \bar{Y}(\theta))^T \Sigma^{-1} (Y - \bar{Y}(\theta)) \right] \quad (2.8)$$

Avec  $N_Y$  le nombre d'éléments du vecteur  $Y$  (le nombre de mesures). La log-vraisemblance devient :

$$\mathcal{LL}(\theta | Y) = -\frac{1}{2} \left[ N_Y \log(2\pi) + \log(|\Sigma|) + (Y - \bar{Y}(\theta))^T \Sigma^{-1} (Y - \bar{Y}(\theta)) \right] \quad (2.9)$$

Avec  $\Sigma$  la matrice de covariance des incertitudes  $\nu$ . Dans le cas où  $\Sigma$  est indépendante de  $\theta$ , maximiser  $\mathcal{LL}(\theta | Y)$  est alors équivalent à minimiser :

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} (Y - \bar{Y}(\theta))^T \Sigma^{-1} (Y - \bar{Y}(\theta)) \quad (2.10)$$

Les minimums de (2.10) satisfont les solutions à l'équation suivante :

$$\frac{\partial \mathcal{LL}(\theta | Y)}{\partial \theta} = 0 \iff (Y - \bar{Y}(\theta))^T \Sigma^{-1} \frac{\partial \bar{Y}(\theta)}{\partial \theta} = 0 \quad (2.11)$$

On se ramène alors à une optimisation par moindres carrés non linéaires pondérée par la matrice  $\Sigma^{-1}$ . Dans le cas où  $\bar{Y}(\theta)$  est linéaire par rapport à  $\theta$ , le système est convexe et n'admet qu'une seule solution. Cependant, dans notre cas les mesures  $Y$  dépendent de distances et d'angles dépendant à leur tour des coordonnées  $x^{(i)}$  et  $y^{(i)}$  qui sont des éléments de  $\theta$ . Le modèle  $\bar{Y}(\theta)$  n'est donc pas linéaire par rapport à  $x^{(i)}$  et  $y^{(i)}$ . On peut alors procéder à une recherche de minimum par itération : descente de gradient, Gauss-Newton, etc. La méthode utilisée dans ce mémoire pour la recherche de minimum est la méthode de Gauss-Newton.

### 2.1.3 A Gauss-Newton

Si on linéarise  $\bar{Y}(\theta)$  en  $\hat{\theta}_k$ , alors on peut trouver  $\hat{\theta}_{k+1}$  l'itération suivante de  $\hat{\theta}_k$  à l'aide de  $\Delta\hat{\theta}_k$ , la direction du pas de descente telle que  $\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_k$  en résolvant le système linéaire suivant :

$$\underbrace{J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T \Sigma^{-1} J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)}_{A(\hat{\theta}_k)} \Delta\hat{\theta}_k = \underbrace{J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T R_Y(\hat{\theta}_k)}_{B(\hat{\theta}_k, Y)} \quad (2.12)$$

Avec  $J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)$  la matrice jacobienne de  $\bar{Y}(\theta)$  prise en  $\hat{\theta}_k$  et  $R_Y(\hat{\theta}_k) = Y - \bar{Y}(\hat{\theta}_k)$  l'erreur entre les mesures et le modèle (les résidus) à l'itération  $k$ .

Si  $\nu$  est un vecteur gaussien non covariant de variance  $\sigma^2$ , alors  $\Sigma = \sigma^2 I$  et  $\Sigma^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} I$ , ce qui simplifie (2.12) :

$$\underbrace{J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)}_{A(\hat{\theta}_k)} \Delta\hat{\theta}_k = \underbrace{J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T R_Y(\hat{\theta}_k)}_{B(\hat{\theta}_k)} \quad (2.13)$$

Les tailles des matrices  $A(\hat{\theta}_k)$  et  $B(\hat{\theta}_k, Y)$  sont respectivement de  $N_Y \times N_\theta$  et  $N_Y \times 1$  avec  $N_Y$  la taille du vecteur  $Y$  (le nombre de mesures), et  $N_\theta$  le nombre de paramètres. Pour que le système admette une solution, il faut que  $\text{rang}(A(\hat{\theta}_k)) = N_\theta$  afin que  $A(\hat{\theta}_k)$  soit inversible.

Les sections qui suivent donnent les modèles des vecteurs  $\bar{Y}$  en fonction de  $\theta$  et discutent de l'existence d'une solution à l'inversion de  $A(\hat{\theta}_k)$  dans le cas des mesures de RSSI, ToA et AoA.

## 2.2 RSSI

### 2.2.1 Maximum de vraisemblance

Le modèle pour une mesure de RSSI présenté en (1.2) peut se mettre en forme pour donner  $Y_{RSSI}$  le vecteur de mesures :

$$Y_{RSSI} = \left[ y_{RSSI}^{(0,0,0)} \quad \cdots \quad y_{RSSI}^{(0,0,N)} \quad \cdots \quad y_{RSSI}^{(0,I,N)} \quad \cdots \quad y_{RSSI}^{(J,I,N)} \right]^T \quad (2.14)$$

$$\text{avec} \quad y_{RSSI}^{(j,i,n)} = \underbrace{P_{e|dBm}^{(i)} + G^{(j)} + G^{(i)} - a_0 + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d^{(j,i)}}{d_0}\right) + \nu^{(j,i,n)}}_{\bar{y}_{RSSI}^{(j,i,n)}} \quad (2.15)$$

$$\text{et } \overline{Y_{RSSI}} = \left[ \overline{y_{RSSI}^{(0,0,0)}} \quad \dots \quad \overline{y_{RSSI}^{(0,0,N)}} \quad \dots \quad \overline{y_{RSSI}^{(0,I,N)}} \quad \dots \quad \overline{y_{RSSI}^{(J,I,N)}} \right]^T \quad (2.16)$$

Le vecteur de paramètres  $\theta$  contient les paramètres inconnus à estimer : les constantes  $\gamma$  et  $a_0$ , les coordonnées des tags  $x^{(i)}$  et  $y^{(i)}$  (sauf pour les  $K$  ancres qui sont à position connue), et les gains d'antenne de tous les nœuds :

$$\theta = [G^T, \gamma, a_0, x^{(0)}, \dots, x^{(I-K-1)}, y^{(0)}, \dots, y^{(I-K-1)}]^T \quad (2.17)$$

Avec  $G$  le vecteur des gains d'antennes :

$$G = [G^{(j=0)} \quad \dots \quad G^{(j=J)} \quad G^{(i=0)} \quad \dots \quad G^{(i=I)}]^T \quad (2.18)$$

### 2.2.1 A Calibration

Il est possible de calibrer le système de localisation en mesurant les gains d'antenne des balises et des tags en chambre anéchoïque avant leur installation. On connaît ainsi les valeurs de  $G^{(j)}$  et  $G^{(i)}$  et on peut les exclure de  $\theta$ . Il est également possible d'améliorer encore la précision de localisation en calibrant la propagation du signal dans la pièce où la localisation a lieu : en relevant des mesures de RSSI à position  $(x^{(i)}, y^{(i)})$  connue on peut garder uniquement  $\gamma$  et  $a_0$  dans  $\theta$  et les estimer. Par la suite, lorsque les mesures se font à position inconnue, seuls les coordonnées seront estimées car  $G^{(j)}$  et  $G^{(i)}$  auront été mesurés et  $\gamma$  et  $a_0$  estimés au préalable.

Nous avons montré dans de précédents travaux [66] que calibrer au minimum les gains des balises a un fort impact sur la précision d'un système de localisation : sans cette calibration, l'erreur de localisation est de l'ordre de l'espacement entre les balises (la densité de maillage). La calibration du gain du transmetteur et de la propagation du signal ont quand à eux un impact plus modéré sur l'erreur globale.

### 2.2.1 B Existence d'une solution au système

Il est important de noter qu'il est impossible d'estimer toutes les valeurs de  $G_T$  et  $G_R$ . On remarque dans (2.15) qu'ils sont directement additionnés l'un à l'autre dans le modèle de telle sorte qu'il est impossible d'estimer l'un sans connaître l'autre. En d'autres termes,  $J_{\overline{Y}}(\theta)$  a une dépendance linéaire entre ses colonnes qui diminue son

rang et celui de  $A(\theta)$ , rendant  $A(\theta)$  non inversible :

$$\frac{\partial \bar{Y}(\theta)}{\partial G^{(j)}} - \frac{\partial \bar{Y}(\theta)}{\partial G^{(i)}} = \mathbf{0}_{N_Y \times 1} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \implies \text{rang}(J_{\bar{Y}}(\theta)) < N_Y &\implies \text{rang}(A(\theta)) < N_Y \\ (\text{car } A(\theta) = J_{\bar{Y}}(\theta)^T J_{\bar{Y}}(\theta)) & \end{aligned} \quad (2.20)$$

Plusieurs solutions sont possibles pour palier à ce problème :

- calibrer le système en mesurant le gain d'un ou plusieurs tags ou balises. Dans ce cas la variable concernée est enlevée de  $\theta$  et la colonne correspondant est supprimée de  $J_{\bar{Y}}(\theta)$ , le système retrouve son rang plein ;
- poser arbitrairement  $G^{(0)} = 0$ , et le supprimer de  $\theta$  et  $J_{\bar{Y}}(\theta)$ . Dans ce cas on estime les valeurs des gains relatifs à  $G^{(0)}$  dont la valeur est inconnue, c'est-à-dire qu'on estime par exemple  $\hat{G}^{(j)} = G^{(j)} - G^{(0)}$ . Ceci pose problème si on cherche à mesurer les gains des tags ou balises, mais si on est uniquement intéressé par la position  $(x^{(i)}, y^{(i)})$ , une valeur relative du gain est suffisante.

## 2.3 ToA

Lors d'une localisation par ToF, les bases de temps utilisées pour mesurer les ToA ne sont pas exactement les mêmes. Il est alors nécessaire de les synchroniser ou d'estimer les décalages et les dérives d'horloges de chaque nœud pour pouvoir estimer la position. Une alternative consiste à opérer des différences de ToA pour s'affranchir des décalages des mesures. Nous discutons dans cette section de ces techniques en détaillant un modèle du décalage et de la dérive entre les différentes horloges des nœuds.

### 2.3.1 Synchronisation d'horloge

Les systèmes de localisation basés sur des méthodes temporelles nécessitent une synchronisation de l'horloge des différents nœuds pour pouvoir associer des temps d'arrivée à des temps de vol et donc des distances. Les auteurs de [67] identifient deux grandeurs qui peuvent être synchronisées entre les différentes horloges : la fréquence et la phase. Dans le cas où la fréquence d'horloge n'est pas corrigée, les écarts entre les différentes fréquences sont nommés dérive d'horloge (ou *clock-drift*), et si les fréquences sont synchronisées mais pas la phase, l'erreur de phase résiduelle est nommée décalage-temporel (*clock-offset* ou *skew*).

### 2.3.1 A Temps d'arrivée

On peut modéliser ainsi la fréquence d'un nœud [68] :

$$f(t) = f_0 + \Delta f_i + \bar{f}_i t + \tilde{f}_i(t) \quad (2.21)$$

Avec :

$f(t)$ : La fréquence d'un nœud en $H_z$	nœud a atteint sa stabilité thermique et que la tension d'alimentation est stable
$f_0$ : La fréquence de référence d'un nœud en $H_z$ (2.402 GHz dans notre cas pour le premier canal Bluetooth)	$\bar{f}_i$ : Le facteur d'usure à long terme
$\Delta f_i$ : Le biais en fréquence qui peut être considéré constant lorsque le	$\tilde{f}_i(t)$ : Les variations temporelles de la fréquence

Dans le cadre de mesures suffisamment courtes, les termes  $\bar{f}_i$  et  $\tilde{f}_i(t)$  peuvent être considérés constants et être intégrés dans  $\Delta f_i$ , ce qui simplifie le modèle (2.21) en :

$$f(t) = f_0 + \Delta f_i = f_0 \left(1 + \frac{\Delta f_i}{f_0}\right) = \alpha f_0 \quad (2.22)$$

Avec  $\alpha$  la dérive d'horloge du nœud. On a généralement une dérive d'horloge de l'ordre de la dizaine de Partie Par Million (ppm) et dans notre cas sa valeur fournie par le constructeur est de  $\alpha \sim \mathcal{N}(1, (25 \cdot 10^{-6})^2)$  (25ppm). On peut alors définir la base de temps d'un nœud en fonction de la dérive d'horloge et du décalage temporel :

$$t_l = \alpha t + \tau \quad (2.23)$$

Où  $t_l$  est le temps dans la base locale du nœud,  $t$  le temps absolu et  $\tau$  le décalage temporel.

La fréquence de l'oscillateur interne n'étant pas exactement identique entre deux nœuds, leur mesure d'une durée donnée ne sera pas la même. Il est donc nécessaire d'établir une synchronisation temporelle entre eux. En effet, on peut modéliser la mesure de ToA ainsi :

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = \alpha^{(j)}(t_e^{(i,n)} + t_p^{(j,i)}) + \tau^{(j)} \quad (2.24)$$

$$= \alpha^{(j)} \left( \frac{t_{el}^{(i,n)} - \tau^{(i)}}{\alpha^{(i)}} + t_p^{(j,i)} \right) + \tau^{(j)} \quad (2.25)$$

$$= \frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} t_{el}^{(i,n)} + \frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} t_p^{(j,i)} + \tau^{(j)} - \frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} \tau^{(i)} \quad (2.26)$$

Avec :



$t_{rl}^{(j,i,n)}$ : L'instant de réception du $n^{\text{ème}}$ paquet du transmetteur $i$ par le récepteur $j$ dans son horloge locale	$t_e^{(i,n)}$ : L'instant d'émission du $n^{\text{ème}}$ paquet du transmetteur $i$ par rapport à une repère de temps absolu
$\alpha^{(j)}$ : La dérive d'horloge du récepteur $j$ par rapport à une repère de temps absolu	$\tau^{(j)}$ : Le décalage temporel du récepteur $j$ par rapport à une repère de temps absolu
$\alpha^{(i)}$ : La dérive d'horloge du transmetteur $i$ par rapport à une repère de temps absolu	$\tau^{(i)}$ : Le décalage temporel du transmetteur $i$ par rapport à une repère de temps absolu
$t_{el}^{(i,n)}$ : L'instant d'émission du $n^{\text{ème}}$ paquet du transmetteur $i$ dans son horloge locale	$t_p^{(j,i)}$ : Le temps de vol du signal entre le transmetteur $i$ et le récepteur $j$ ( $t_p^{(j,i)} = d^{(j,i)}/c_0$ )

Une synchronisation parfaite entre les nœuds donnerait  $\alpha^{(j)}/\alpha^{(i)} = 1$  et  $\tau^{(j)} = \tau^{(i)}$ , ce qui simplifie (2.26) en :

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = t_{el}^{(i,n)} + t_p^{(j,i)} \quad (2.27)$$

Connaissant  $t_{rl}^{(j,i,n)}$  et  $t_{el}^{(i,n)}$  (qui sont respectivement mesuré et paramétré), on en déduit  $t_p^{(j,i)}$  et donc la distance car  $t_p^{(j,i)} = d^{(j,i)}/c_0$  avec  $d^{(j,i)}$  la distance entre le transmetteur  $i$  et le récepteur  $j$ , et  $c_0$  la vitesse de la lumière dans l'air. Cette synchronisation totale balise/tag peut être difficile ou coûteuse à réaliser dans de nombreuses situations, en raison de contraintes énergétique ou de mobilité sur le tag.

Il est cependant possible d'éviter la synchronisation en utilisant des combinaisons entre les mesures, annulant ou limitant l'effet des paramètres inconnus d'horloge. Nous décrivons dans la suite ces méthodes dans le cadre où les bases de temps ont des dérivées constantes.

### 2.3.1 B Différence de temps d'arrivée

Pour éviter le problème de synchronisation balise/tag, la méthode Time Difference of Arrival (TDoA) est souvent utilisée (voir [69, 70, 61] pour des exemples), où la différence entre deux mesures de ToA effectuées par deux balises différentes est calculée, résultant en une mesure de différence de distance :

$$\begin{aligned} t_r^{(j_2,i,n)} - t_r^{(j_1,i,n)} &= t_e^{(i,n)} \left( \alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)} \right) \\ &+ \left( \alpha^{(j_2)} t_p^{(j_2,i)} - \alpha^{(j_1)} t_p^{(j_1,i)} \right) \\ &+ \left( \tau^{(j_2)} - \tau^{(j_1)} \right) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Si la synchronisation entre les balises est suffisamment précise ( $\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)}$  et  $\tau^{(j_2)} - \tau^{(j_1)}$  suffisamment petits), et la durée des mesures suffisamment courte ( $t_e^{(i,n)}$  suffisamment petit) on a :

$$t_e^{(i,n)} \left( \alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)} \right) + \left( \tau^{(j_2)} - \tau^{(j_1)} \right) \ll \left( \alpha^{(j_2)} t_p^{(j_2,i)} - \alpha^{(j_1)} t_p^{(j_1,i)} \right) \quad (2.29)$$

(2.28) se simplifie alors en :

$$t_r^{(j_2,i,n)} - t_r^{(j_1,i,n)} = \left( \alpha^{(j_2)} t_p^{(j_2,i)} - \alpha^{(j_1)} t_p^{(j_1,i)} \right) \quad (2.30)$$

On peut poser  $\alpha^{(j)} = 1 + \widetilde{\alpha}^{(j)}$  avec  $\widetilde{\alpha}^{(j)} \sim \mathcal{N}(0, (25 \cdot 10^{-6})^2)$ . On a alors :

$$\begin{aligned} \alpha^{(j)} t_p^{(j,i)} &= t_p^{(j,i)} + \widetilde{\alpha}^{(j)} t_p^{(j,i)} \\ &\approx t_p^{(j,i)} \end{aligned} \quad (2.31)$$

On peut alors simplifier (2.30) :

$$TDoA^{(j_2,j_1,i,n)} = t_r^{(j_2,i,n)} - t_r^{(j_1,i,n)} \quad (2.32)$$

$$\approx t_p^{(j_2,i)} - t_p^{(j_1,i)} \quad (2.33)$$

$$\approx \left( d^{(j_2,i)} - d^{(j_1,i)} \right) / c_0 \quad (2.34)$$

On a donc la différence entre deux distances égale à une valeur mesurée. Le lieu géométrique des points dont la différence de distance entre eux est constante correspond à une hyperbole dans le plan. On obtient donc avec deux balises une hyperbole sur laquelle se trouve le transmetteur.

Cependant, le TDoA nécessite une synchronisation précise entre les balises pour que les hypothèses présentées soient valides. Ceci peut être réalisé avec des algorithmes de synchronisation sans fil [71, 72, 73, 74, 75, 76, 61] ou avec un fil pour partager le signal d'horloge (ce qui offre de meilleures performances [77]). Il est cependant nécessaire de tenir compte du temps de propagation le long du fil pour compenser la phase des horloges. Les signaux GNSS peuvent être utilisés comme base de temps commune lorsque le ciel est en LoS : l'horloge atomique des satellites ayant une erreur de dérive faible (moins de  $10^{-11}$  ppm d'après [78, 79, 70], recalibrés en permanence depuis des stations au sol), ils constituent une base de temps fiable et durable. Cependant, il a été montré par les auteurs de [69] que des erreurs de synchronisation résiduelles de  $200ns$  ( $= 60m/c_0$ ) peuvent limiter la précision à cause d'erreurs d'estimation de mesure du temps d'arrivée du signal, de dilution de précision géométrique (Geometrical Dilution Of Precision (GDoP)) ou de la distorsion du signal par l'ionosphère. On peut également utiliser des signaux d'opportunité tels que ceux de télévision (TV), WiFi, Global System for Mobile Communications (GSM) ou des signaux de radiodiffusion

audio [80] (la précision de synchronisation dépendra du signal et de sa bande passante), mais ces signaux ne sont pas toujours disponibles, et peuvent augmenter la complexité du récepteur car ils peuvent nécessiter une tête RF supplémentaire.

### 2.3.1 C Double différence de temps d'arrivée

Pour éviter la synchronisation entre les balises, il est possible de faire une nouvelle différence entre deux TDoA mesurés sur deux tags différents, dont un est placé à position connue. On obtient alors une mesure de Differential Time Difference of Arrival (dTDoA) dont le modèle sans hypothèses est le suivant [68] :

$$dTDoA^{(j_2, j_1, i_2, i_1, n)} = TDoA^{(j_2, j_1, i_2, n)} - TDoA^{(j_2, j_1, i_1, n)} \quad (2.35)$$

$$= (\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)}) (t_e^{(i_2, n)} - t_e^{(i_1, n)}) \quad (2.36)$$

$$+ \alpha^{(j_2)} (t_p^{(j_2, i_2)} - t_p^{(j_2, i_1)}) - \alpha^{(j_1)} (t_p^{(j_1, i_2)} - t_p^{(j_1, i_1)})$$

$$= (\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)}) (t_e^{(i_2, n)} - t_e^{(i_1, n)}) \quad (2.37)$$

$$+ t_p^{(j_2, i_2)} - t_p^{(j_2, i_1)} - t_p^{(j_1, i_2)} + t_p^{(j_1, i_1)}$$

$$+ \underbrace{\alpha^{(j_2)} (t_p^{(j_2, i_2)} - t_p^{(j_2, i_1)})}_{<< t_p^{(j_2, i_2)} - t_p^{(j_2, i_1)}} - \underbrace{\alpha^{(j_1)} (t_p^{(j_1, i_2)} - t_p^{(j_1, i_1)})}_{<< t_p^{(j_1, i_2)} + t_p^{(j_1, i_1)}}$$

$$\approx (\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)}) (t_e^{(i_2, n)} - t_e^{(i_1, n)}) \quad (2.38)$$

$$+ (d^{(j_2, i_2)} - d^{(j_2, i_1)} - d^{(j_1, i_2)} + d^{(j_1, i_1)}) / c_0$$

Afin de limiter l'impact des dérives d'horloges sur l'estimation de position il est alors nécessaire d'assurer la condition suivante :

$$(\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)}) (t_e^{(i_2, n)} - t_e^{(i_1, n)}) << t_p^{(j_2, i_2)} - t_p^{(j_2, i_1)} - t_p^{(j_1, i_2)} + t_p^{(j_1, i_1)} \quad (2.39)$$

Ceci peut se faire de deux manières :

- en assurant une synchronisation minimale des fréquences d'horloges pour diminuer  $(\alpha^{(j_2)} - \alpha^{(j_1)})$  ;
- en choisissant des paquets ayant été émis les plus proches possibles dans le temps pour minimiser  $(t_e^{(i_2, n)} - t_e^{(i_1, n)})$ .

Si cette condition est assurée (ce qui est une hypothèse couramment admise [68]), on peut considérer que (2.38) se simplifie :

$$dTDoA^{(j_2, j_1, i_2, i_1, n)} \approx (d^{(j_2, i_2)} - d^{(j_2, i_1)} - d^{(j_1, i_2)} + d^{(j_1, i_1)}) / c_0 \quad (2.40)$$

On obtient alors une double différence de distance et, si  $(x^{(i_1)}, y^{(i_1)})$  la position du tag

$i_1$  est connue on peut calculer  $d^{(j_1, i_1)}$  et  $d^{(j_2, i_1)}$ , et retrouver une simple différence de distance similaire à un TDoA.

Le dTDoA permet donc une estimation de position en limitant la problématique de synchronisation d'horloge, mais nécessite de disposer de un ou plusieurs tags à position connue (notés ancres). Si les balises ont la possibilité de transmettre des messages durant la localisation de la même manière que les tags, il est alors possible d'utiliser les balises en tant qu'ancres puisque leur position est connue.

### 2.3.1 D Temps d'aller retour

Une autre approche pour éviter les problèmes de synchronisation est le Round Trip Time (RTT) qui consiste à ré-émettre un message reçu : la balise émet un paquet et les tags le retransmettent après un délai connu et maîtrisé. La balise date ensuite la réception du retour du paquet, ainsi la mesure du temps d'émission et de réception est datée à partir de la même horloge :

$$t_{rl}^{(j, i, n)} = \alpha^{(j)}(t_e^{(j, n)} + 2t_p^{(j, i)} + \alpha^{(i)}t_d) + \tau^{(j)} \quad (2.41)$$

$$= \alpha^{(j)}\left(\frac{t_{el}^{(j, n)} - \tau^{(j)}}{\alpha^{(j)}} + 2t_p^{(j, i)} + \alpha^{(i)}t_d\right) + \tau^{(j)} \quad (2.42)$$

$$\implies t_{rl}^{(j, i, n)} - t_{el}^{(j, n)} = \alpha^{(j)}(2t_p^{(j, i)} + \alpha^{(i)}t_d) \quad (2.43)$$

Avec :

$t_d$  : Le délai entre la réception et la réémission d'un paquet lors d'un RTT

de temps absolu)

$t_e^{(j, n)}$  : L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet par la balise  $j$  dans le cadre d'un RTT (par rapport à une repère

$t_{el}^{(j, n)}$  : L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet par la balise  $j$  dans le cadre d'un RTT (dans la base de temps de cette balise)

En considérant que  $\alpha^{(j)}t_p^{(j, i)} \approx t_p^{(j, i)}$  (cf (2.31)), on peut simplifier (2.43) :

$$t_{rl}^{(j, i, n)} - t_{el}^{(j, n)} \approx 2t_p^{(j, i)} + \alpha^{(j)}\alpha^{(i)}t_d \quad (2.44)$$

On voit donc que le décalage temporel n'a plus d'impact et qu'il faut que  $t_d$  soit le plus faible possible afin de réduire au maximum l'impact de la dérive d'horloge du transmetteur et récepteur (c-à-d  $t_d \ll \frac{2t_p}{60\text{ppm}}$ ). Cette méthode reste très employée car elle ne nécessite aucune synchronisation, mais elle implique d'avoir un matériel et un logiciel capable de commuter rapidement de réception à transmission.

Il est à noter que lors d'une mesure de ToA, la valeur mesurée est entachée d'une erreur  $\nu$  de variance  $\sigma^2$ . Lors d'une différence de deux ToA, on obtient alors un TDoA

entaché d'une erreur de variance  $2\sigma^2$ , et lorsqu'une différence de deux TDoA est effectuée, on obtient alors un dTDoA entaché d'une erreur de variance  $4\sigma^2$ . Dans le RTT, l'erreur de mesure est également effectuée deux fois. Étant donné que l'erreur de mesure du ToA en utilisant notre chaîne d'acquisition est importante (cf 3.3.2), il est crucial de limiter au maximum les opérations sur les mesures brutes. Il a donc été choisi de ne pas utiliser le RTT, TDoA ou dTDoA, mais plutôt une approche par ToA direct en estimant les dérivées d'horloges par MLE.

### 2.3.2 Maximum de vraisemblance

Comme vu précédemment (cf 1.4), dans un contexte de localisation ultra basse consommation, il est important de minimiser le nombre de communications radios effectuées. Un des problèmes des méthodes ToA, TDoA et dTDoA est qu'elles nécessitent de centraliser toutes les mesures vers un nœud de calcul. Ceci peut augmenter considérablement la consommation des balises si de multiples mesures sont cumulées pour réduire l'erreur d'estimation. En effet, cela augmente la quantité de données à échanger.

Une solution pour diminuer cette quantité de mesures remontées au nœud central est d'utiliser la relation affine entre les temps d'arrivée et les dates d'émissions. On peut remettre en forme (2.25) pour la mettre en évidence :

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = \alpha^{(j)} \left( \frac{t_{el}^{(i,n)} - \tau^{(i)}}{\alpha^{(i)}} + t_p^{(j,i)} \right) + \tau^{(j)} + \nu^{(j,i,n)} + \nu^{(j,i)} \quad (2.45)$$

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = \underbrace{\frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} t_{el}^{(i,n)}}_{\mathcal{A}^{(j,i)}} + \underbrace{\left( \alpha^{(j)} t_p^{(j,i)} - \frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} \tau^{(i)} + \tau^{(j)} + \nu^{(j,i)} \right)}_{\mathcal{B}^{(j,i)}} + \nu^{(j,i,n)} \text{cou} \quad (2.46)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{\overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}$

Avec :

$\mathcal{A}^{(j,i)}$  : La pente de la régression linéaire dans le modèle de ToA

$\mathcal{B}^{(j,i)}$  : Le décalage de la régression linéaire dans le modèle de ToA

$\nu^{(j,i)}$  : Une modélisation de l'impact du multi-trajet comme une incertitude de mesure qui ne dépend pas du temps mais de la position, donc du couple récepteur-transmetteur,

modélisé par une variable aléatoire de densité  $\mathcal{N}(0, \sigma_{mp}^2)$

$\nu^{(j,i,n)}$  : L'incertitude de mesure. C'est une variable aléatoire de densité  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$

$\overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}$  : Le modèle de  $t_{rl}^{(j,i,n)}$

$t_{rl}^{(j,i,n)}$  : L'instant de réception du  $n^{\text{ème}}$  paquet du transmetteur  $i$  par le récepteur  $j$  dans son horloge locale

Une balise peut alors traiter  $N$  mesures de ToA en embarqué et ne renvoyer que les coefficients de la régression linéaire  $\mathcal{A}^{(j,i)}$  et  $\mathcal{B}^{(j,i)}$  (la valeur de  $t_{el}^{(i,n)}$  étant connue car indiquée dans le paquet). Un total de  $2I$  valeurs par balise sont envoyées au nœud de calcul lieu de  $NI$  valeurs. Ceci permet d'augmenter grandement le nombre de mesures sans impacter la taille de la transmission finale et de réduire la complexité du MLE.

Le vecteur de mesure pour le MLE est le suivant :

$$Y_{ToA} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}^{(0,0)}, & \dots, & \mathcal{A}^{(0,I-1)}, & \dots, & \mathcal{A}^{(J-1,I-1)}, \\ \mathcal{B}^{(0,0)}, & \dots, & \mathcal{B}^{(0,I-1)}, & \dots, & \mathcal{B}^{(J-1,I-1)} \end{bmatrix}^T \quad (2.47)$$

Avec  $Y_{ToA}$  le vecteur contenant toutes les pentes et décalages  $\mathcal{A}^{(j,i)}$  et  $\mathcal{B}^{(j,i)}$  calculées à partir des mesures de ToA et  $\theta$  le vecteur de paramètres qui est de la forme suivante :

$$\theta = \begin{bmatrix} \alpha^T, \tau^T, \\ x^{(0)}, \dots, x^{(I-K)} \\ y^{(0)}, \dots, y^{(I-K)} \end{bmatrix}^T \quad (2.48)$$

Avec :

- $\alpha = \begin{bmatrix} \alpha^{(j=0)} & \dots & \alpha^{(j=J)} & \alpha^{(i=0)} & \dots & \alpha^{(i=I)} \end{bmatrix}^T$  le vecteur des dérivées d'horloges
- $\tau = \begin{bmatrix} \tau^{(j=0)} & \dots & \tau^{(j=J)} & \tau^{(i=0)} & \dots & \tau^{(i=I)} \end{bmatrix}^T$  le vecteur des décalages temporels de tous les tags et balises

$\theta$  est donc composé  $N_\theta = 2 \times (J + I) + 2(I - K)$  éléments.

### 2.3.2 A Conditionnement numérique

Si on estime toutes les valeurs de  $\alpha^{(j)}$ ,  $\alpha^{(i)}$ ,  $\tau^{(j)}$  et  $\tau^{(i)}$ , des dépendances linéaires entre certaines colonnes de  $J_{\bar{Y}}(\theta)$  sont proches d'exister :

$$\frac{\partial \mathcal{A}^{(j,i)}}{\partial \alpha^{(j)}} \approx -\frac{\partial \mathcal{A}^{(j,i)}}{\partial \alpha^{(i)}} \approx 1 \quad (2.49)$$

$$\frac{\partial \mathcal{B}^{(j,i)}}{\partial \tau^{(j)}} \approx -\frac{\partial \mathcal{B}^{(j,i)}}{\partial \tau^{(i)}} = 1 \quad (2.50)$$

Ces dépendances linéaires ne sont théoriquement pas parfaite, mais elles font apparaître des valeurs propres de  $J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)$  très proches de zéro ce qui rend le système numériquement mal conditionné et les itérations pour la recherche de  $\hat{\theta}$  risquent d'être instables. Ceci est dû à deux considérations :

- il n'est pas possible d'estimer des dérivées d'horloges à partir de mesures effectuées uniquement avec ces horloges : on ne peut estimer que  $\frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(0)}}$  la dérive relative de l'horloge  $j$  par rapport à l'horloge 0. Sans perte de généralité, on peut choisir

l'horloge de référence comme étant celle de la première balise. Estimer  $\frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(0)}}$  est équivalent à estimer  $\alpha^{(j)}$  en choisissant  $\alpha^{(0)} = 1$ , ce qui revient à supprimer  $\alpha^{(0)}$  de  $\theta$  et de  $J_{\bar{Y}}(\theta)$  ;

- de même, il est nécessaire de choisir une origine du temps pour les mesures. Ceci peut être fait en choisissant  $\tau^{(0)} = 0$ , ce qui revient à dire que l'expérience commence au moment où la première balise commence à mesurer, ce qui implique toutefois qu'il est possible d'obtenir des mesures de  $\tau^{(j)}$  négatives pour les balises ayant démarré leurs mesures avant la première. Choisir  $\tau^{(0)} = 0$  est équivalent à supprimer  $\tau^{(0)}$  de  $\theta$  et de  $J_{\bar{Y}}(\theta)$ .

Ainsi, lors de l'estimation de position, l'horloge d'une balise aléatoire  $j$  est choisie comme référence, et les colonnes correspondantes liées à  $\alpha^{(j)}$  et  $\tau^{(j)}$  sont supprimées de la jacobienne, ce qui restaure le plein rang de  $J_{\bar{Y}}(\theta)$  et donc de  $A(\theta)$ . Le système admet à nouveau une solution, les positions, les dérivées et les décalages des horloges restantes sont estimées dans  $\theta$ , mais toutes les dérivées et les décalages d'horloges sont estimées relativement à base de temps de la première balise.

## 2.4 AoA

Cette section présente l'utilisation de mesures de la phase d'un signal incident sur un réseau d'antennes pour en déduire son angle d'arrivée. Le modèle général d'une onde radio est tout d'abord détaillé en 2.4.1, puis des algorithmes permettant d'estimer l'angle d'arrivée à partir de mesures de phases sont détaillés en 2.4.2 (algorithme MUSIC) et 2.4.3 (maximum de vraisemblance).

### 2.4.1 Modélisation de signaux incidents sur un réseau d'antennes

On considère par la suite un environnement en champ lointain où tous les signaux reçus sont des ondes planes. On se place également dans le plan horizontal XY (localisation à deux dimensions), et on considère  $P$  signaux incidents dont la direction de propagation est inscrite dans le plan, formant un angle  $\alpha_p$  avec l'axe des abscisses (voir Figure 2.2). On considère de plus que les signaux incidents sont des ondes entretenues sur la durée de la mesure, c'est-à-dire des ondes électromagnétiques d'amplitude et de fréquence constantes.

#### 2.4.1 A Polarisation

Selon une définition extraite de [81], la polarisation est définie comme "*la propriété d'une onde électromagnétique décrivant la variation dans le temps de la direction et amplitude relative du vecteur du champ électrique*". En d'autres termes, la polarisation définit la courbe tracée par l'extrémité du vecteur champ électrique  $\vec{E}$  en un point fixe de l'espace en fonction du temps.

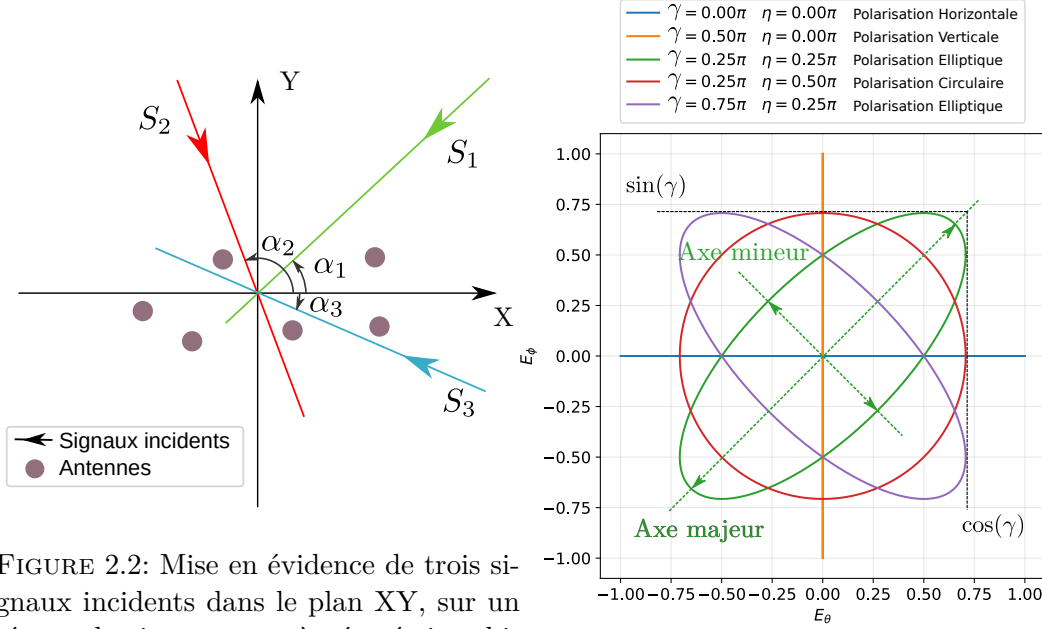


FIGURE 2.2: Mise en évidence de trois signaux incidents dans le plan XY, sur un réseau de six antennes à géométrie arbitraire.

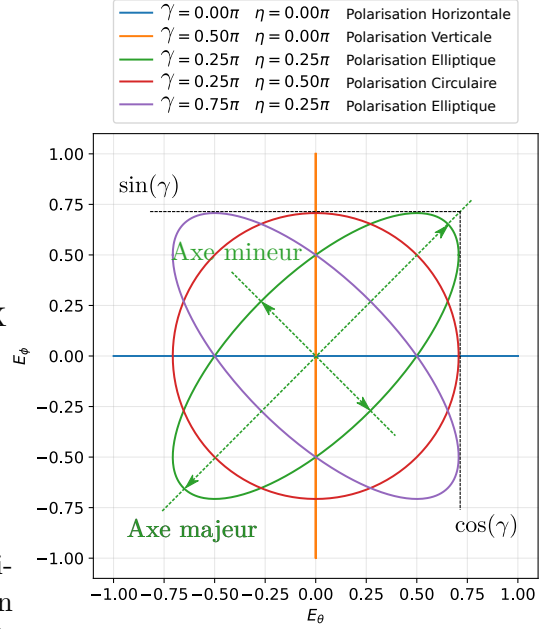


FIGURE 2.3: Exemples classiques de polarisations pour plusieurs valeurs de  $\gamma$  et  $\eta$

En propagation en champ libre, si une onde se propage selon un axe  $\vec{u}_r$  (le vecteur de poynting), le vecteur  $\vec{E}$  est orthogonal à  $\vec{u}_r$ . On peut donc l'exprimer par deux composantes  $\vec{E}_\theta$  et  $\vec{E}_\phi$  dans le plan normal à  $\vec{u}_r$  orthogonales entre elles. Ces deux composantes sont deux vecteurs qui battent à la même fréquence mais avec une amplitude et une phase différente :

$$\vec{E} = \vec{E}_\theta + \vec{E}_\phi \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \cos(\gamma) \cos(2\pi ft) \vec{u}_\theta \\ &\quad + \sin(\gamma) \cos(2\pi ft + \eta) \vec{u}_\phi \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$= \text{Re} \left( \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma)e^{i\eta} \end{bmatrix}}_E e^{i2\pi ft} \right) \begin{bmatrix} \vec{u}_\theta \\ \vec{u}_\phi \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$(2.54)$$

Avec  $\vec{u}_\theta$  et  $\vec{u}_\phi$  les vecteurs unitaires colinéaires à  $\vec{E}_\theta$  et  $\vec{E}_\phi$ .  $E \in \mathbb{C}^2$  est la notation complexe vectorielle du vecteur champ électrique.  $\gamma$  est un paramètre qui modélise l'amplitude des deux vecteurs et  $\eta$  introduit un déphasage entre les deux. La Figure



2.3 montre la polarisation obtenue pour plusieurs valeurs de  $\gamma$  et  $\eta$ .

### 2.4.1 B Modèle du signal reçu

On considère  $X_n \in \mathbb{C}^M$  le vecteur contenant l'enveloppe complexe du signal échantillonné à chaque antenne à l'instant  $n$  et  $X = [X_0 \cdots X_{N_s-1}] \in \mathcal{M}_{M, N_s}(\mathbb{C})$  (avec  $N_s$  le nombre d'échantillons mesurés) la matrice contenant tous les échantillons mesurés sur un paquet. Chaque signal se mélangeant à chaque antenne, on reçoit  $M$  sommes pondérés par un déphasage et un gain qui sont propres à chaque antenne et à l'angle d'arrivée. De plus, si l'antenne est polarisée, le gain et le déphasage appliqués au signal ne seront pas les mêmes en fonction de la polarisation :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} X_0 & \cdots & X_{N_s-1} \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} a(\alpha_0, \gamma_0, \eta_0) & \cdots & a(\alpha_{P-1}, \gamma_{P-1}, \eta_{P-1}) \end{bmatrix}}_{A(\alpha, \gamma, \eta)} \underbrace{\begin{bmatrix} S_0^T \\ \vdots \\ S_{P-1}^T \end{bmatrix}}_S + \underbrace{\begin{bmatrix} \nu_0 & \cdots & \nu_{N_s-1} \end{bmatrix}}_N \quad (2.55)$$

Avec :

$a(\alpha_p, \gamma_p, \eta_p) : \mathbb{R} \times \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}^{M \times 1}$  :

Le vecteur directeur (*steering vector*) du réseau d'antennes. C'est sa réponse à un signal incident en phase et gain en fonction de  $\alpha_p, \gamma_p, \eta_p$  : l'angle d'incidence et la polarisation du  $p^{\text{ème}}$  signal

$S_p \in \mathbb{C}^{N_s}$  : Le vecteur contenant l'enveloppe complexe du  $p^{\text{ème}}$  signal échantillonné aux instants  $n \in [0; N_s[$

$\nu_n \in \mathbb{C}^M$  : Le bruit impactant les mesures sur toutes les antennes à l'instant  $n$

$A(\alpha, \gamma, \eta) : \mathbb{R}^P \times \mathbb{R}^P \times \mathbb{R}^P \rightarrow \mathcal{M}_{M, P}(\mathbb{C})$  : La réponse du réseau aux  $P$  signaux incidents en phase

et en gain en fonction de  $\alpha$

$\alpha \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  angles d'arrivée des signaux incidents :  $\alpha = [\alpha_0 \cdots \alpha_{P-1}]^T$

$\gamma \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  valeurs  $\gamma_p$  des signaux incidents (paramètre de polarisation) :  $\gamma = [\gamma_0 \cdots \gamma_{P-1}]^T$

$\eta \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  valeurs  $\eta_p$  des signaux incidents (paramètre de polarisation) :  $\eta = [\eta_0 \cdots \eta_{P-1}]^T$

$N \in \mathcal{M}_{M, N_s}(\mathbb{C})$  : La matrice contenant le bruit impactant les mesures pour toutes les antennes et tous les échantillons

Dans le cas où une antenne est polarisée, il est possible de modéliser sa réponse (son vecteur directeur) par la somme de deux réponses distinctes liées aux deux composantes

orthogonales du champ électrique :

$$a(\alpha_p, \gamma_p, \eta_p) = \begin{bmatrix} a_\theta(\alpha_p) & a_\phi(\alpha_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_p) \\ \sin(\gamma_p)e^{i\eta_p} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Avec  $a_\theta(\alpha_p) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}^{M \times 1}$  et  $a_\phi(\alpha_p) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}^{M \times 1}$  la réponse en phase et gain du réseau d'antennes respectivement à la composante  $\vec{E}_\theta$  et  $\vec{E}_\phi$  du champ. Ainsi, pour caractériser une antenne en polarisation, il est possible de mesurer son diagramme de rayonnement en chambre anéchoïque avec un signal polarisé horizontalement ( $\gamma = 0, \eta = 0$ ) puis verticalement ( $\gamma = \frac{\pi}{2}, \eta = 0$ ). On mesure alors directement  $a_\theta(\alpha_p)$  et  $a_\phi(\alpha_p)$  les vecteurs de direction en polarisation de l'antenne et on peut reconstruire sa réponse à un signal de polarisation quelconque.

### 2.4.1 C Signaux cohérents

Dans le cas de la localisation en intérieur, la réflexion d'un signal sur les obstacles environnants crée de multiples répétitions du signal à un déphasage près. On considère alors que de multiples signaux cohérents sont reçus (cf 1.3.4). Si on considère  $P$  réflexions du signal incident, il est possible de simplifier le modèle (2.55) ainsi :

$$X = A(\alpha, \gamma, \eta) \underbrace{\begin{bmatrix} \rho_0 \\ \vdots \\ \rho_{P-1} \end{bmatrix}}_{\Phi} \begin{bmatrix} e^{i\omega 0} & e^{i\omega 1} & \dots & e^{i\omega(N_s-1)} \end{bmatrix} T_s + N \quad (2.57)$$

Avec :

$\Phi \in \mathbb{C}^P$  : Le vecteur contenant la phase et l'amplitude des  $P$  signaux cohérents incidents

$\rho_p \in \mathbb{C}$  : La phase et l'amplitude de la  $p^{\text{ème}}$  réflexion de l'onde lorsqu'elle arrive sur le réseau d'antennes

$\omega \in \mathbb{R}$  : La pulsation du signal reçu

$T_s$  : La période d'échantillonnage du signal en secondes

### 2.4.2 MUSIC : algorithme de super-résolution pour l'AoA

MUSIC est un algorithme permettant à partir d'une décomposition en valeurs propres de la matrice de corrélation des mesures d'estimer l'angle d'arrivée de multiples signaux non cohérents. En notant  $X^H$  la transposée hermitienne de  $X$ , et à

partir de (2.55), on définit la matrice de covariance des mesures  $R_{XX}$  comme il suit :

$$R_{XX} = E[XX^H] \quad (2.58)$$

$$= E[A(\alpha, \gamma, \eta)SS^H A(\alpha, \gamma, \eta)^H] + E[NN^H] \quad (2.59)$$

$$= A(\alpha, \gamma, \eta)R_{SS}A(\alpha, \gamma, \eta)^H + \sigma^2 I \quad (2.60)$$

Avec :

$R_{XX} \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  : La matrice de covariance des signaux mesurés sur chaque antenne

$R_{SS} \in \mathcal{M}_{P,P}(\mathbb{C})$  : La matrice de covariance des signaux incidents :  $R_{SS} = E[S^H S]$

Le rang de  $R_{XX}$  est donc  $\text{rang}(R_{XX}) = \min(\text{rang}(R_{SS}), \text{rang}(A(\alpha, \gamma, \eta)))$ .  $R_{SS}$  est de rang  $P$  si les  $P$  signaux sont indépendants, et  $A(\alpha, \gamma, \eta)$  est de rang  $P$  si  $i \neq j \implies (\alpha_i, \gamma_i, \eta_i) \neq (\alpha_j, \gamma_j, \eta_j) \quad \forall (i, j) \in [0; P[$ <sup>2</sup>. Ainsi, si ces conditions sont réunies,  $R_{XX}$  est de rang  $P$ . S'il y a plus d'antennes que de signaux incidents ( $M > P$ ),  $R_{XX}$  possède  $M - P$  valeurs propres de  $R_{XX}$  égales à zéro et donc  $M - P$  vecteurs propres  $q_i \in \mathbb{C}^M$  tels que  $A(\alpha, \gamma, \eta)R_{SS}A(\alpha, \gamma, \eta)^H q_i = 0 \implies A(\alpha, \gamma, \eta)^H q_i = 0$  On a donc  $q_i^H a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = 0$  si  $(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = (\alpha_p, \gamma_p, \eta_p)$ .

On peut alors définir une fonction de coût MUSIC  $\chi(\widehat{\alpha}, \widehat{\gamma}, \widehat{\eta})$  indiquant si un signal arrive d'un angle donné avec une polarisation donnée :

$$\chi(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = \left| \frac{1}{a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p)^H Q^H Q a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p)} \right| \quad (2.61)$$

Avec  $Q \in \mathcal{M}_{M, M-P}(\mathbb{C})$  la matrice contenant les  $M - P$  vecteurs propres de  $R_{XX}$  associés aux  $M - P$  valeurs propres les plus petites :  $Q = [q_0 \ \dots \ q_{M-P-1}]$ . Cela nécessite toutefois de connaître  $P$  le nombre de signaux incidents, ou de l'estimer à partir des valeurs propres de  $R_{XX}$  (par exemple en comptant le nombre de valeurs propres supérieures à un seuil donné). Étant donné que  $(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = (\alpha_p, \gamma_p, \eta_p) \implies q_i^H a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = 0 \implies a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p)^H Q^H Q a(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p) = 0$ , la fonction  $\chi(\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p)$  admet des maximums locaux en  $\alpha_p, \gamma_p, \eta_p$ . Trouver les  $P$  angles d'arrivés revient donc à une recherche de  $P$  maximums :

$$\widehat{\alpha}_p, \widehat{\gamma}_p, \widehat{\eta}_p = \arg \max_{\alpha_p, \gamma_p, \eta_p} \chi(\alpha_p, \gamma_p, \eta_p) \quad \forall p \in [0; P[ \quad (2.62)$$

### 2.4.3 Maximum de vraisemblance

Il est également possible d'utiliser un estimateur à maximum de vraisemblance plutôt que l'algorithme MUSIC pour estimer les angles d'arrivée des  $P$  signaux. Nous allons dans cette partie présenter un modèle permettant cette estimation par MLE.

Lors d'une localisation en intérieur, si on considère qu'un seul tag émet à la fois et qu'il n'y a pas d'interférences avec d'autres équipements radios, on reçoit uniquement le signal émis par le tag, ainsi que ses multiples réflexions sur l'environnement. La localisation en intérieur est donc majoritairement une situation où  $P$  signaux cohérents doivent être séparés. Le modèle du signal reçu est alors détaillé en (2.57). On peut alors définir  $Y_{AoA}$  le vecteur contenant les mesures de phase à chaque antenne ainsi :

$$Y_{AoA} = X \oslash \left( \mathbb{1}_{M,1} \begin{bmatrix} e^{i\omega 0} & e^{i\omega 1} & \dots & e^{i\omega(N_s-1)} \end{bmatrix} T_s \right) \quad (2.63)$$

Avec :

$Y_{AoA} \in \mathbb{C}^M$  : le vecteur contenant les mesures d'amplitude et de phase pour chaque antenne

$\oslash$  : La division de Hadamard

$\omega$  : La pulsation du signal reçu . On la considère connue, aux écarts d'horloge près (qui peuvent être compensés (cf 3.3.3 C)).

#### 2.4.3 A Antennes non polarisées

Si on utilise des antennes faiblement sensibles à la polarisation du signal, on peut considérer le vecteur de direction indifférent à  $\gamma$  et  $\eta$ . Le modèle pour ce vecteur de mesure est alors le suivant :

$$Y_{AoA} = \underbrace{A(\alpha)\Phi}_{\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi)} + N \quad (2.64)$$

Avec :

$\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi) : \mathbb{R}^P \times \mathbb{C}^P \rightarrow \mathbb{C}^P$  : Le modèle des mesures  $Y_{AoA}$  avec une antenne non polarisée

$\Phi \in \mathbb{C}^P$  : Le vecteur contenant la phase et l'amplitude des  $P$  signaux cohérents incidents

$N \in \mathcal{M}_{M, N_s}(\mathbb{C})$  : L'incertitude de mesure de l'amplitude et phase des signaux reçus sur le réseau d'antenne (vecteur aléatoire de densité normale tel que  $N \in \mathbb{C}^M$ )

On a donc  $3P$  paramètres : les angles d'arrivée ( $\alpha$ ), l'amplitude ( $|\Phi|$ ) et la phase des signaux incidents ( $\text{Arg}(\Phi)$ ). Une optimisation par maximum de vraisemblance nécessiterait donc une optimisation dans un espace à  $3P$  dimensions. Il est possible de séparer

le problème en deux parties afin de réduire l'espace de recherche, en trouvant une expression analytique de  $\Phi(\alpha)$  qui maximise la vraisemblance [49].

L'estimateur par maximum de vraisemblance de  $\alpha$  est :

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \left( \underbrace{\max_{\Phi} \mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})}_{\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha | Y_{AoA})} \right) \quad (2.65)$$

$$= \arg \max_{\alpha} \left( \max_{\Phi} P_{\alpha, \Phi}(N = \bar{Y}_{AoA} - Y) \right) \quad (2.66)$$

Avec  $\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha | Y_{AoA})$  la fonction de localisation et  $\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})$  la log-vraisemblance de  $Y_{AoA}$  paramétrée par  $\alpha$  et  $\Phi$ . Pour calculer la valeur de  $\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha | Y_{AoA})$ , il faut donc trouver :

$$\Phi(\alpha) = \arg \max_{\Phi} \mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha, \Phi | Y_{AoA}) \quad (2.67)$$

On peut l'obtenir en fixant  $\alpha$  et en annulant la dérivée de  $\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})$  par rapport à  $\Phi$ , ce qui donne (cf 2.1.3) :

$$\frac{\partial \mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})}{\partial \Phi} = 0 \quad (2.68)$$

$$\left( Y_{AoA} - \bar{Y}_{AoA} \right)^T \Sigma^{-1} \frac{\partial \bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi)}{\partial \Phi} = 0 \quad (2.69)$$

$$A(\alpha)^T \Sigma^{-1} A(\alpha) \Phi = A(\alpha)^T \Sigma^{-1} Y_{AoA} \quad (2.70)$$

On obtient donc la valeur de  $\hat{\Phi}(\alpha)$  suivante :

$$\hat{\Phi}(\alpha) = \left( A(\alpha)^T \Sigma^{-1} A(\alpha) \right)^{-1} A(\alpha)^T \Sigma^{-1} Y_{AoA} \quad (2.71)$$

On a maintenant une expression analytique de  $\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha | Y_{AoA})$  :

$$\mathcal{L}\mathcal{L}(\alpha | Y_{AoA}) = - \left( Y_{AoA} - \underbrace{A(\alpha) \hat{\Phi}(\alpha)}_{\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \hat{\Phi}(\alpha))} \right)^T \Sigma^{-1} \left( Y_{AoA} - \underbrace{A(\alpha) \hat{\Phi}(\alpha)}_{\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \hat{\Phi}(\alpha))} \right) \quad (2.72)$$

Cela permet de réduire l'espace de recherche à  $P$  dimensions au lieu de  $3P$ . Toutefois, l'espace de recherche reste plus grand que pour l'algorithme MUSIC qui nécessite une recherche à une dimension lorsque l'antenne n'est pas polarisée.

### 2.4.3 B Antennes polarisées

Si on utilise une antenne vectorielle telle que donnée en 2.4.1 A, le modèle (2.64) est modifié à partir de (2.56) :

$$\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi, \gamma, \eta) = \begin{bmatrix} a_\theta(\alpha_0) & \cdots & a_\theta(\alpha_{P-1}) & a_\phi(\alpha_0) & \cdots & a_\phi(\alpha_{P-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_0 \cos(\gamma) \\ \vdots \\ \rho_{P-1} \cos(\gamma) \\ \rho_0 \sin(\gamma) e^{i\eta} \\ \vdots \\ \rho_{P-1} \sin(\gamma) e^{i\eta} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi, \gamma, \eta) = \underbrace{\begin{bmatrix} A_\theta(\alpha) & A_\phi(\alpha) \end{bmatrix}}_{A_{\theta\phi}} \underbrace{\left( \begin{bmatrix} \cos(\gamma) \\ \sin(\gamma) e^{i\eta} \end{bmatrix} \otimes \Phi \right)}_{\Phi'} \quad (2.74)$$

$$\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi, \gamma, \eta) = A_{\theta\phi}(\alpha) \Phi'(\Phi, \gamma, \eta) \quad (2.75)$$

Avec  $\otimes$  le produit de Kronecker. On rajoute alors pour chaque signal  $2P$  dimensions de recherche liées à la polarisation ( $\gamma$  et  $\eta$ ). L'optimisation se fait alors sur  $5P$  dimensions au lieu de  $3P$ . De la même façon que précédemment (cf 2.4.3 A), il est possible de séparer l'optimisation en une étape linéaire résolue analytiquement, et une étape non linéaire, afin de réduire l'espace de recherche en trouvant la valeur de  $\hat{\Phi}'(\alpha)$  :

$$\hat{\Phi}'(\alpha) = \arg \max_{\Phi'} \mathcal{LL}(\alpha, \Phi'(\Phi, \gamma, \eta) \mid Y_{AoA}) \quad (2.76)$$

$$\hat{\Phi}'(\alpha) = \left( A_{\theta\phi}(\alpha)^T \Sigma^{-1} A_{\theta\phi}(\alpha) \right)^{-1} A_{\theta\phi}(\alpha)^T \Sigma^{-1} Y \quad (2.77)$$

On retombe alors sur une expression analytique de  $\mathcal{LL}(\alpha \mid Y_{AoA})$  qui permet de faire une recherche à  $P$  dimensions au lieu de  $3P$  dimensions :

$$\mathcal{LL}(\alpha \mid Y_{AoA}) = - \underbrace{(Y_{AoA} - A_{\theta\phi}(\alpha) \hat{\Phi}'(\alpha, \gamma, \eta))}_{\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \hat{\Phi}'(\alpha, \gamma, \eta))}^T \Sigma^{-1} \underbrace{(Y_{AoA} - A_{\theta\phi}(\alpha) \hat{\Phi}'(\alpha, \gamma, \eta))}_{\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \hat{\Phi}'(\alpha, \gamma, \eta))} \quad (2.78)$$

Malgré ces optimisations analytiques, la recherche par maximum de vraisemblance nécessite une recherche à  $P$  dimensions, alors que l'algorithme MUSIC ne nécessite qu'une seule dimension (ou 3 dimensions avec un réseau d'antennes polarisées). De plus, le calcul de  $\hat{\Phi}'(\alpha, \gamma, \eta)$  reste une étape supplémentaire coûteuse en calcul même si le calcul est analytique. Il a donc été choisi pour les résultats présentés dans ce mémoire d'utiliser MUSIC pour l'estimation de l'angle d'arrivée.

## 2.5 Fusion des méthodes par MLE

L'avantage d'une estimation par maximum de vraisemblance est qu'elle est robuste aux données manquantes : si une mesure n'est pas disponible (par exemple lorsqu'un paquet radio n'est pas reçu), cela aura comme impact modéré de supprimer sa ligne correspondante dans le vecteur  $Y$  et la matrice  $J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)$ . Si les données sont suffisamment redondantes, le problème d'estimation reste résoluble.

De même, la fusion de mesures est facilitée, même avec des modèles différents l'estimation peut se faire sur des vecteurs assemblés :

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{RSSI} \\ Y_{ToA} \\ Y_{AoA} \end{bmatrix} \quad \bar{Y} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{RSSI} \\ \bar{Y}_{ToA} \\ \bar{Y}_{AoA} \end{bmatrix} \quad \theta = \begin{bmatrix} \theta_{RSSI} \\ \theta_{ToA} \\ \theta_{AoA} \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

## Conclusion

Ce chapitre présentait une méthode de recherche du maximum de la fonction de vraisemblance lorsque les incertitudes de mesure sont gaussiennes, ainsi que différents modèles pour le RSSI, le ToA et l'AoA utilisés dans la suite des travaux pour l'estimation de position.

Il a été constaté pour l'AoA que la résolution du modèle par maximum de vraisemblance était plus coûteuse en puissance de calcul qu'un algorithme standard (MUSIC), car l'espace de recherche du maximum global de la fonction critère est plus grand. MUSIC a donc été préféré pour l'estimation de position par angle d'arrivée. Un modèle permettant de diminuer la quantité d'information échangée entre les équipements radios a été introduit pour le ToA, et une architecture similaire au dTDoA avec des tags à position fixe et connue a été choisie, permettant d'estimer les dérives d'horloges des différents éléments du système. L'algorithme de résolution par maximum de vraisemblance a été présenté pour les trois techniques et plusieurs conditions nécessaires à sa résolution et à sa stabilité ont été trouvées.

Maintenant que les modèles physiques et les algorithmes nécessaires à l'estimation de position ont été introduits, la problématique de la mesure des grandeurs physiques de RSSI, ToA et AoA par un matériel embarqué basse consommation va être abordée dans le prochain chapitre. L'accent va être mis sur les contraintes et les problématiques posées par le protocole radio Bluetooth qui a été choisi précédemment, ainsi que sur l'autonomie énergétique du système.





# Contraintes pour une intégration embarquée

---

## Sommaire

<b>3.1</b>	<b>Protocole radio</b>	<b>66</b>
3.1.1	Paquets de communication et localisation	66
3.1.2	Synchronisation	67
<b>3.2</b>	<b>Contraintes matérielles</b>	<b>68</b>
3.2.1	Réseau d'antennes vectorielles	68
3.2.2	Acquisition et traitement du signal	69
3.2.3	Instrumentation/Banc de test d'une balise	73
<b>3.3</b>	<b>Acquisition des mesures</b>	<b>74</b>
3.3.1	Mesure de RSSI	74
3.3.2	Mesure de ToA	75
3.3.3	Mesure d'AoA	80
<b>3.4</b>	<b>Performance énergétique du système final</b>	<b>85</b>
3.4.1	Modélisation	85
3.4.2	Validation du simulateur Nordic	92
3.4.3	Consommation du réseau d'antennes	94
3.4.4	Application numérique	95

---

Ce chapitre présente les problématiques liées à l'intégration embarquée d'un système de localisation autonome en énergie. Cette argumentation se découpe en plusieurs parties :

- le choix d'une méthode de communication et de synchronisation en adéquation avec le protocole Bluetooth est étudié en 3.1 ;
- la section 3.2 compare plusieurs choix pour les composants électroniques constituant la chaîne d'acquisition du système de mesure des RSSI, ToA et AoA ;
- les méthodes utilisées pour mesurer les RSSI, ToA et AoA à partir de cette chaîne d'acquisition contrainte sont présentées en section 3.3.

Les solutions choisies lors de cette étude pour mettre au point un tel système sont également présentées, et l'autonomie du système global est évaluée en 3.4 afin de valider la faisabilité d'une utilisation entièrement autonome sur piles.

### 3.1 Protocole radio

Pour gérer leur consommation, les équipements électroniques qui n'ont pas besoin d'être actifs en permanence ont la possibilité de basculer en mode sommeil pendant une certaine durée où ils ne sont alors plus opérationnels mais où leur consommation est considérablement réduite. On peut alors définir le rapport cyclique d'un nœud comme la proportion du temps passé en réveil :

$$\alpha_{rc} = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} \quad (3.1)$$

Avec :

$\alpha_{rc}$  : Le rapport cyclique d'un nœud

$t_{\text{on}}$  : La durée pendant laquelle un nœud est actif

$t_{\text{off}}$  : La durée pendant laquelle un nœud est en sommeil

En supposant qu'un nœud consomme un courant  $I_{\text{on}}$  en état actif et  $I_{\text{off}}$  en sommeil, on définit alors le courant moyen consommé par un nœud ainsi :

$$I_{\text{moy}} = \alpha_{rc}I_{\text{on}} + (1 - \alpha_{rc})I_{\text{off}} \quad (3.2)$$

Le rapport cyclique est un paramètre essentiel de la consommation moyenne d'un objet connecté autonome. Le choix d'une valeur de rapport cyclique est donc important, et dépend de l'utilisation souhaitée. On peut toutefois identifier plusieurs paramètres influant ce choix :

- la périodicité des mesures/de la localisation, qui dépend des nécessités fixées par le cas d'usage ;
- le protocole de communication entre tags et balises qui nécessite une durée d'éveil plus ou moins grande pour échanger une quantité fixée de données ;
- la synchronisation temporelle entre les nœuds du réseau afin qu'ils puissent se coordonner pour communiquer ensemble lors de fenêtres de localisation.

Le protocole radio Bluetooth ayant été choisi comme cadre pour l'étude de ce mémoire, les sections qui suivent présentent les contraintes et les possibilités fixées par ce protocole pour les deux derniers points. Le premier point n'est quand à lui pas détaillé, car il est uniquement dépendant du cas d'usage et non du protocole radio utilisé.

#### 3.1.1 Paquets de communication et localisation

Il a déjà été discuté précédemment de la communication entre les tags et les balises (cf 1.4), et une architecture centralisée en étoile a été désignée comme pertinente vis-à-vis des contraintes de nos travaux.

Cette architecture choisie nécessite une communication depuis un tag vers toutes les balises (*one-to-many*). Le Bluetooth dispose de plusieurs modes de connexion en fonction du paradigme de communication souhaitée :

**Direct** : un nœud communique avec un autre (*one-to-one*)

**Broadcast** : un nœud envoie des données à plusieurs autres (*one-to-many*)

**Mesh** : plusieurs nœuds communiquent entre eux (*many-to-many*)

**Advertising** : un nœud envoie une donnée de taille réduite par rapport aux modes précédents, qui peut être reçue par un ou plusieurs nœuds environnants. L'un d'eux peut éventuellement y répondre pour démarrer une communication directe. (*one-to-many* puis éventuellement *one-to-one*)

Les communications *broadcast*, *mesh* ou *advertising* permettraient donc à un tag d'envoyer un paquet à toutes les balises. L'utilisation de l'*advertising* est cependant plus légère car une communication n'est pas nécessairement établie, les acquittements et poignées de mains étant supprimées aux dépens de la qualité de service, réduisant ainsi la consommation.

Plusieurs types de paquets d'*advertising* sont possibles :

- les paquets connectables où le transmetteur envoie une donnée et immédiatement après bascule en réception pendant  $160\mu s$ . Un autre objet communicant peut à ce moment là lui demander d'établir une communication Bluetooth en mode direct ;
- les paquets non connectables où le transmetteur se contente uniquement d'envoyer une donnée et désactive sa radio.

Le mode non connectable est approprié dans notre cas, car il n'y a pas besoin d'établir une connexion entre la balise et le tag, cela évite alors au tag de basculer en réception à la fin de transmission, limitant ainsi la consommation d'énergie. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi cette méthode de communication pour envoyer des paquets de localisation.

### 3.1.2 Synchronisation

Afin que tous les tags et toutes les balises soient coordonnées au moment de la mesure de position, il est nécessaire d'introduire une synchronisation entre eux. Le Bluetooth ne standardisant pas de protocole de synchronisation sur les trames d'*advertising*, il est nécessaire d'utiliser un algorithme tiers.

Il existe de multiples algorithmes de synchronisation dans la littérature (voir [82, 83] pour un résumé). Le choix de cet algorithme doit prendre en compte dans notre cas les contraintes suivantes :

- les mesures doivent être répétées pour réduire l'impact de l'erreur de mesure (cf 1.2.1 B), mais pour que le canal et les dérives d'horloges soient les plus constants

possibles, il est nécessaire que toutes les mesures soient effectuées dans un laps de temps le plus court possible (quelques secondes au maximum). Il faut donc que la synchronisation soit suffisamment précise pour que les tags et les balises soient synchronisés sur une courte fenêtre de temps de quelques secondes ;

- afin d'éviter les collisions il est nécessaire de synchroniser les tags pour qu'ils n'émettent pas au même moment (avec par exemple un accès multiple à répartition dans le temps tel que le TDMA).

Des protocoles garantissant ces contraintes existent dans la littérature. Leur choix dépendra de la densité des tags, du rapport cyclique et de la longueur de la fenêtre de synchronisation. Nous ne discutons pas dans ce mémoire du choix optimal de ces algorithmes, la consommation due au protocole de synchronisation sera gardée en paramètre lors de l'estimation d'autonomie (cf 3.4).

## 3.2 Contraintes matérielles

Afin d'évaluer la pertinence de la localisation par RSSI, ToA et AoA, il est nécessaire de disposer d'un circuit d'acquisition du signal basse consommation capable de mesurer toutes ces grandeurs physiques. En gardant à l'esprit qu'on limite notre choix à des circuits intégrés Bluetooth standards dits Commercial Off-The-Shelf (COTS) pour être compatible avec le maximum d'équipements déjà déployés sur le marché, cette section présente les différents composants électroniques d'une chaîne d'acquisition du signal pour la localisation, les problématiques qui leurs sont associés et les choix que nous avons fait pour réaliser notre propre système embarqué.

### 3.2.1 Réseau d'antennes vectorielles

La mesure de l'angle d'arrivée d'un signal radio par interférométrie, nécessite un réseau d'antennes (cf iii). Afin d'éventuellement pouvoir séparer les multi-trajets, il a été choisi d'utiliser un réseau d'antennes vectorielles, dont la disposition sera linéaire pour pouvoir utiliser les algorithmes FBA et SF (cf 1.3.4).

Il a été choisi d'utiliser un modèle standard d'antenne vectorielle patch carrée accordée à 2.4 GHz (voir Figure 3.1 page 70) permettant de mesurer deux composantes orthogonales du champ électromagnétique. Ces antennes sont espacées d'une demi-longueur d'onde, soit  $6.24\text{cm}$  pour constituer un réseau de type ULA. Le choix du nombre d'antennes est important car il détermine la résolution de mesure de l'angle d'arrivée, la taille du réseau, le nombre de signaux séparables et la quantité de calcul à effectuer. Un total de 6 antennes vectorielles a été choisi comme compromis entre le nombre de signaux séparables et les dimensions acceptables pour une balise.

Les mesures de phase sont effectuées à la fin de chaque paquet Bluetooth après le Contrôle de Redondance Cyclique (CRC), mais durant toute la durée du paquet qui

précède le CRC, il est nécessaire d'utiliser une seule et même antenne pour recevoir et décoder le signal. Si le signal incident est polarisé orthogonalement à la polarisation de l'antenne choisie pour la réception, le paquet risque de ne pas être reçu. Une antenne patch à polarisation circulaire a donc été ajoutée pour la réception des données du paquet Bluetooth et la transmission car elle est moins sensible à la polarisation du signal. Même si cela n'est pas nécessaire lorsque l'on calibre une antenne en chambre anéchoïque, les longueurs des pistes RF entre chaque antenne et le connecteur RF principal ont été égalisées afin de pouvoir éventuellement comparer la calibration avec un modèle théorique basé sur la géométrie de l'antenne.

Pour limiter la consommation de plusieurs têtes RF, les signaux de chaque antenne sont mesurés par une seule tête RF séquentiellement dans le temps. Cela implique l'utilisation de commutateurs RF. Trois commutateurs ont été utilisés : un premier SP3T séparant le signal entre l'antenne circulaire, la moitié droite et la moitié gauche de l'antenne, cascadié avec deux commutateurs SP6T répartissant le signal sur chaque polarité de chaque antenne. La Figure 3.2 montre comment les signaux sont amenés à la tête RF en traversant deux switches identiques à chaque fois (à l'exception de l'antenne circulaire). Ainsi, des lignes adaptées à une impédance de 50 Ohms de longueurs égales confèrent un délai et une atténuation identique (aux dispersions de réalisation près) aux 6 antennes vectorielles et une atténuation moindre pour l'antenne circulaire dédiée à la détection des trames. Ces commutateurs sont contrôlés par 8 signaux : trois pour chaque commutateur SP6T et deux pour le commutateur SP3T.

La Figure 3.1 présente l'antenne résultante et la Figure 3.2 un schéma de l'architecture globale de notre chaîne d'acquisition.

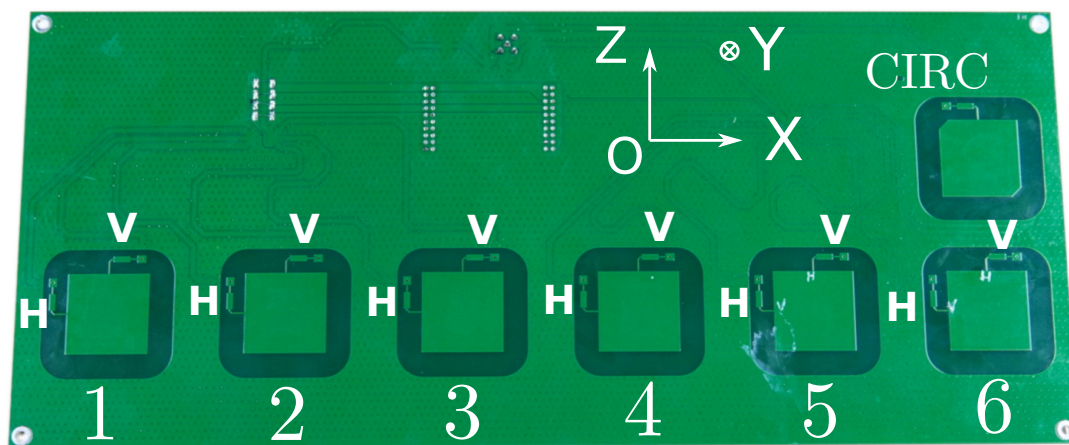
Une composante continue imputée aux switches RF a été mesurée sur la ligne RF, nécessitant d'ajouter un passe haut en sortie du réseau pour ne pas endommager le NRF52811.

### 3.2.2 Acquisition et traitement du signal

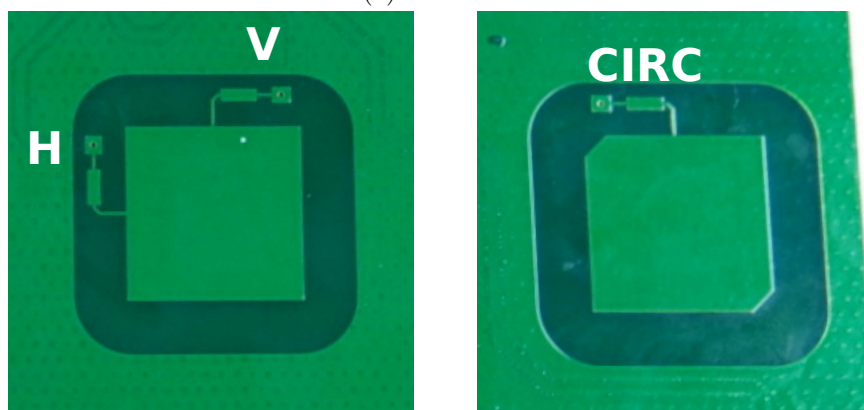
Étant donné qu'il a été choisi de faire une mesure d'angle d'arrivée par interférométrie (cf 1.2.1 C), il est nécessaire que la chaîne d'acquisition soit capable de mesurer la phase du signal reçu. Deux approches sont possibles : l'utilisation d'une radio logicielle (Software Defined Radio (SDR)), ou d'un circuit intégré dédié.

#### 3.2.2 A Radio logicielle

Une radio logicielle (SDR), est un outil très répandu pour réaliser des tests de localisation [46, 70, 69]. C'est un récepteur (et éventuellement émetteur) radio dont le traitement du signal est réalisé principalement par un logiciel. Le signal est échantillonné au plus tôt dans la chaîne d'acquisition (soit directement dans la bande haute fréquence où le signal est reçu, soit après translation dans une bande de fréquence intermédiaire).



(a) Face avant



(b) Zoom sur une antenne vectorielle et l'antenne à polarisation circulaire

FIGURE 3.1: Photographie de l'antenne développée pour la mesure d'angle d'arrivée. Les antennes vectorielles sont numérotées de 1 à 6 ont deux polarités : H et V. La septième antenne (notée CIRC) est une antenne à polarisation circulaire

La Figure 3.3 détaille le principe de fonctionnement de ces équipements : une tête RF démodule éventuellement le signal radio, pour récupérer son enveloppe complexe en bande de base, puis le signal résultant est échantillonné. Les échantillons sont ensuite traités numériquement. Si les éléments numériques sont reprogrammables, le traitement du signal peut donc être facilement reconfiguré pour n'importe quel protocole radio. Par exemple, les échantillons In-phase (en phase) et Quadrature (IQ) peuvent être pré-traités par un circuit logique programmable (Field Programmable Gate Array (FPGA)), puis transférés à un hôte CPU.

Cette solution est souvent utilisée en prototypage rapide de récepteurs radios car certains équipements permettent de reconfigurer la chaîne d'acquisition durant la ré-

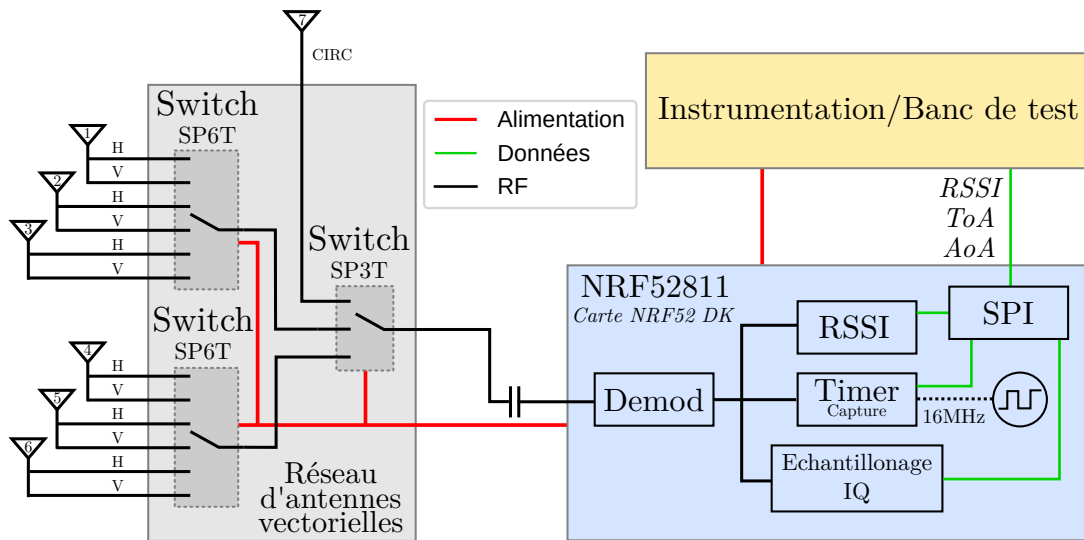


FIGURE 3.2: Schéma de notre chaîne d'acquisition des mesures

ception du signal afin de changer la fréquence d'écoute et la largeur de bande (voir Tableau 3.1 pour une comparaison non exhaustive des principaux équipements disponibles). De plus, grâce à des logiciels comme GNURadio permettant de définir facilement une chaîne de traitement du signal logicielle, il est possible de rapidement prototyper de nombreux protocoles radios.

Les SDR permettent d'effectuer toutes les mesures nécessaires à la localisation : mesure de puissance directement sur les échantillons IQ, mesure de ToA par corrélation ou détection d'énergie, et accès à la phase pour l'AoA. En revanche, la versatilité du traitement numérique par logiciel entraîne une consommation supérieure à celle d'un traitement hardware plus dédié. De plus, les récepteurs agiles ou de prototypage sont souvent des récepteurs large bande, et même si des filtres RF analogiques reconfigurables en entrée de chaîne d'acquisition peuvent être disponibles, leur sensibilité et facteur de bruit sont souvent dégradés par rapport à des CIs dédiés à bande étroite, ce qui rend notamment les applications à longue distance plus difficiles.

Utiliser une SDR avec une tête RF par antenne ne serait pas une solution viable si l'on souhaite augmenter le nombre d'antennes. Il est donc nécessaire d'utiliser des commutateurs RF et de synchroniser la réception d'une trame avec la commande des commutateurs. La puissance de calcul nécessaire au traitement logiciel du protocole Bluetooth (décodage de la trame, calcul CRC, etc.) serait un surcoût énergétique par



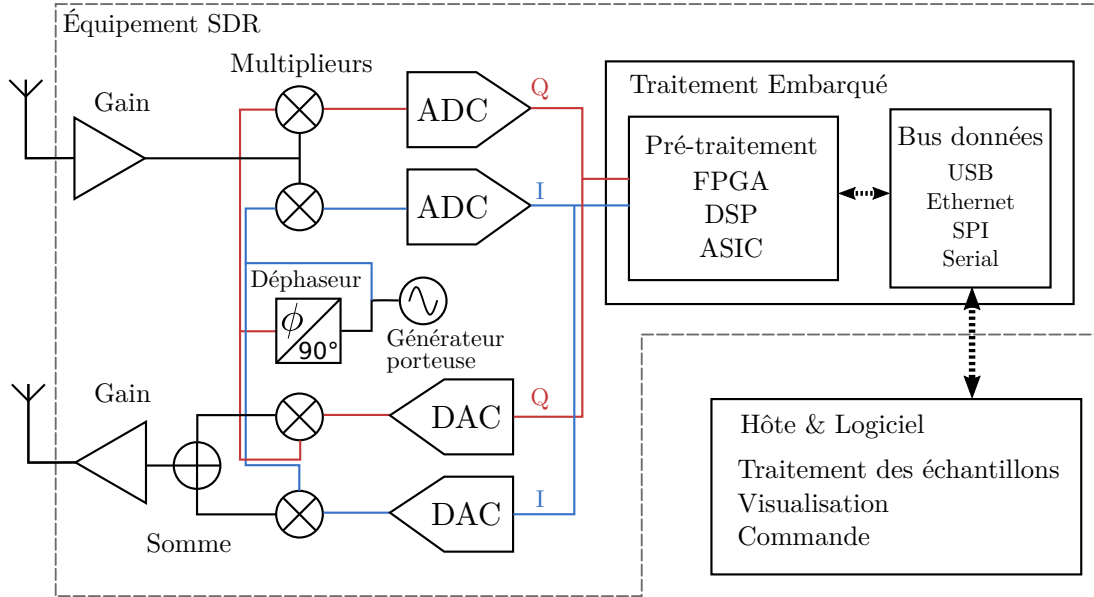


FIGURE 3.3: Schéma de principe des blocs composants un équipement SDR

Nom	$F_{min}$ (MHz)	$F_{max}$ (MHz)	Bande Passante (MHz)	Prix (€)
USRP B200	70	6000	56	700
Matchstiq	70	6000	50	4500
BladeRF 2.0	47	6000	61.44	400-650
HackRF One	1	6000	20	300
Pluto-SDR	325	3800	20	100-200
RTL-SDR <sup>1</sup> 2831	30	1766	2.4	10-20
Funcube Pro+	420	1900	0.192	200

TABLE 3.1: Tableau comparatif de divers équipement de SDR disponibles sur le marché

rapport à l'utilisation d'un CI dédié où toutes ces fonctions sont réalisées par des circuits logiques spécialisés, gravés dans le silicium.

Le choix d'une SDR de prototypage ne semble donc pas pertinent pour évaluer la faisabilité et l'autonomie énergétique d'un système de localisation ultra basse consommation.

### 3.2.2 B Circuits intégrés radio

De nombreux CIs incluent un transmetteur/récepteur radio Bluetooth et on peut citer comme principaux fabricants : ST Microelectronics, Nordic Semiconductors, Texas Instruments ou NXP. Cependant, peu d'entre eux permettent d'accéder à la phase du

signal reçu. On peut citer à ce jour le CC2640R2 de Texas Instruments et le NRF52811 de Nordic Semiconductors, deux microcontrôleurs dont le module radio permet d'échantillonner le signal radio en bande de base et de récupérer ses échantillons IQs. Nous avons choisi d'utiliser le NRF52811 pour les raisons suivantes :

- sa consommation en veille est plus faible ( $1.8\mu W$  contre  $3.3\mu W$  pour le CC2640R2) ;
- le NRF52811 est compatible avec la norme Bluetooth 5.1 qui standardise l'AoA comme méthode de localisation pour le Bluetooth ;
- sa fréquence maximale du timer est de 16 MHz contrairement à 4 MHz pour le CC2640R2, ce qui devrait permettre une meilleure résolution de mesure du ToA par détection d'énergie.

Nous avons donc utilisé une carte de développement nRF52-PCA10040 où quelques modifications ont été apportées :

- le chip NRF52832 a été enlevé et remplacé par un NRF52811 ;
- le connecteur d'antenne a été remplacé par une connexion directe à un câble coaxial ;
- une capacité de découplage a été ajoutée sur l'entrée RF afin d'éliminer la composante continue du signal (cf 3.2.1) ;
- l'antenne embarquée dans la carte a été déconnectée, grattée et soudée à la masse.

Le tag transmetteur est également une carte nRF52-PCA10040 dont le CI a été remplacé par un NRF52811, mais où l'antenne patch native a été conservée.

### 3.2.3 Instrumentation/Banc de test d'une balise

Dans le cas d'une utilisation normale, la balise doit renvoyer ses mesures pré-traitées (moyenne des RSSI, régression linéaire du ToA et matrice de covariance des IQ) à un nœud de calcul central. Cependant, afin de pouvoir tester les algorithmes, les données brutes de RSSI, ToA et IQ étaient récupérées lors des campagnes de mesure par une liaison Serial Peripheral Interface (SPI) sur un banc de test (une carte Raspberry Pi 3). L'intégralité de la balise a été placée dans une cage de Faraday afin de limiter les interférences et d'éviter que des signaux ne soient perçus par couplage sur les câbles électroniques.

La Figure 3.4 montre le prototype final de la balise. Le connecteur de filtrage de la cage de Faraday sert à filtrer les dix signaux de contrôle envoyés au réseau d'antennes, l'alimentation DC pour l'intégralité de la balise, et la connexion série avec la carte Raspberry pi 3.

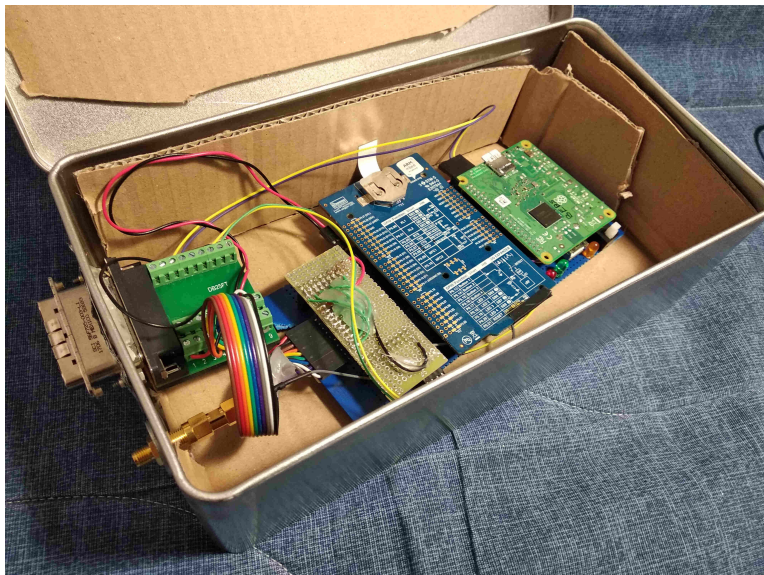


FIGURE 3.4: Photographie de la cage de Faraday contenant le banc d'instrumentation de la balise. De gauche à droite : connecteur filtré et connecteur RF SMA, carte nRF52-PCA10040 et Raspberry pi 3

### 3.3 Acquisition des mesures

Les contraintes pesant sur une électronique d'acquisition du signal pour un système embarqué basse consommation sont présentées en 3.2. Nous allons à présent introduire les contraintes et les limites pesant sur l'acquisition des mesures elles-mêmes (RSSI, ToA et AoA), respectivement dans les sections 3.3.1, 3.3.2 et 3.3.3.

#### 3.3.1 Mesure de RSSI

D'après la documentation du constructeur [84], le NRF52811 fournit une mesure de RSSI analogique effectuée avant démodulation. L'instant de début et de fin de la mesure est configurable et la valeur moyenne est récupérée en fin de réception en dB (quantifié au dB). Le gain d'antenne et son éventuel couplage n'étant pas maîtrisé par le constructeur, l'indication est donnée en dB par rapport à une référence proche du dBm. Cette absence de référence fait qu'il s'agit bien d'une indication de puissance (RSSI) et non d'une mesure de puissance (Received Signal Strength (RSS)), qui réclamerait un étalonnage de la tête RF (en laboratoire ou banc de production d'usine). Cette mesure étant fréquemment disponible sur les récepteurs Bluetooth dédiés, il est intéressant d'étudier les performances d'une solution de localisation uniquement basée sur les RSSI car elle serait compatible avec la majorité du matériel déjà déployé. Comme détaillé par la Figure 3.5, la mesure du RSSI a été configurée pour avoir lieu entre la réception

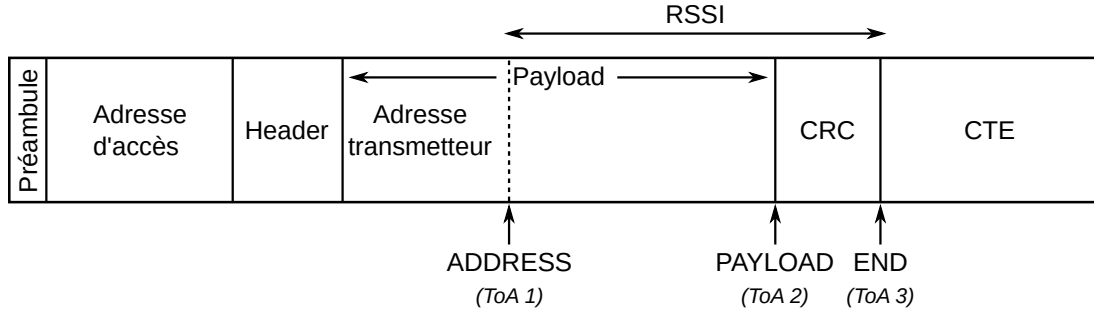


FIGURE 3.5: Structure d'un paquet Bluetooth indiquant les moments auxquels les ToA et le RSSI sont mesurés

de l'adresse du transmetteur (au plus tôt possible) et la fin du paquet, c'est-à-dire sur toute la durée du paquet où l'antenne circulaire est utilisée pour la réception (cf 3.2.1).

Il est également possible de mesurer la puissance reçue sur chaque antenne en utilisant les échantillons IQ du signal mesurés à la fin du paquet Bluetooth. Soit  $x_{n,k} \in \mathbb{C}$  la mesure du  $k^{\text{ème}}$  échantillon IQ de la  $n^{\text{ème}}$  antenne. Alors l'indication de la puissance moyenne reçue par chaque antenne est approchée par la moyenne du module de  $x_{n,k}$  au carré :

$$\bar{x}_n = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |x_{n,k}|^2 \quad (3.3)$$

Cependant, cette mesure étant relevée sur chaque antenne du réseau, elle dépend des interférences constructives ou destructives du signal incident et donc de son angle d'incidence. Cette diversité spatiale permettrait d'améliorer la mesure de RSSI, mais elle est donnée en perspective et n'est pas traitée dans ce mémoire. Les principaux résultats de ce mémoire ont été effectués en utilisant uniquement l'antenne circulaire du réseau, rendant les résultats compatibles avec un hardware simplifié (sans réseau d'antennes).

### 3.3.2 Mesure de ToA

La mesure de temps d'arrivée se fait par capture du compteur d'un timer 32 bits cadencé à sa fréquence maximale (16 MHz) lors de trois interruptions du périphérique radio : ADDRESS, PAYLOAD et END qui correspondent respectivement aux moments où l'adresse du transmetteur est décodée, la donnée du paquet (*payload*) est reçue, et le paquet a été reçu en entier (sans compter le Constant Tone Extension (CTE)). Ces instants sont détaillés sur la Figure 3.5. Le timer débordant toutes les 4.47 minutes, une interruption a été ajoutée sur le débordement pour incrémenter un compteur *32bits*

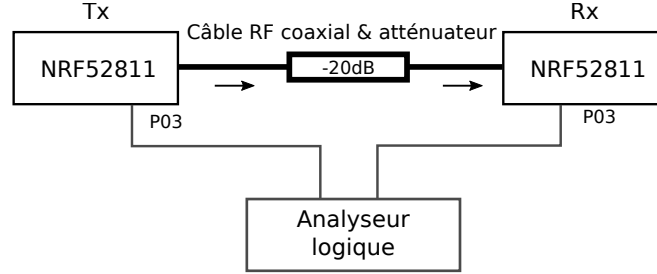


FIGURE 3.6: Installation expérimentale de qualification du bruit de mesure

logiciel et ainsi augmenter la taille du compteur total à 64 *bits*, soit une durée supérieure à la durée de vie du produit. On obtient donc  $t_r$ , une mesure du ToA en secondes :

$$t_r = \frac{1}{16.10^6} \left( c_d \times 2^{32} + \frac{c_0 + c_1 + c_2}{3} \right) \quad (3.4)$$

Avec :

$c_d$  : Le compteur logiciel des débordements

$c_0, c_1, c_2$  : Les trois mesures de temps d'arrivée

### 3.3.2 A Vérification des mesures

Cette technique de mesure a déjà été utilisée dans les travaux de [24] avec un circuit intégré NRF52832. Il y est statué que l'incertitude de mesure est gaussienne avec une résolution de 62.5ns, mais cela n'a pas été expérimentalement validé.

Nous avons donc cherché à obtenir la statistique de cette erreur de mesure avec l'expérimentation présentée en Figure 3.6 : deux CIs sont connectés par un câble RF et lèvent une broche à l'état haut lors d'une transmission ou réception de trame (par interruption matérielle, c-à-d sans l'intervention du cœur du microcontrôleur). Un atténuateur de 20dB a été rajouté pour que la puissance du signal en entrée du récepteur soit inférieure au niveau de puissance maximal toléré. La Figure 3.7 présente un chronogramme des niveaux de tension sur les broches du transmetteur et du récepteur ainsi que le temps mesuré. On définit alors les variables suivantes :

$t_{on}$  : Instant de début d'émission du paquet, déclenché par le transmetteur

$t_{off}$  : Instant de fin d'émission du paquet, déclenché par le transmetteur

$r_{on}$  : Instant de début de réception du paquet, déclenché par le récepteur

$r_{off}$  : Instant de fin de réception du paquet, déclenché par le récepteur

L'analyseur logique (Saleae Logic Pro 16) a une fréquence d'échantillonnage de 500 MHz, ce qui génère une erreur de quantification et de mesure négligeable par

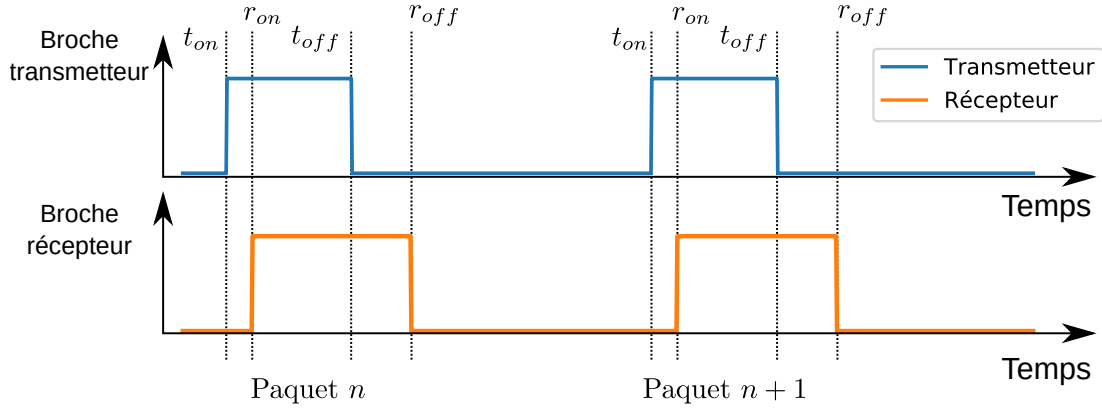


FIGURE 3.7: Chronogramme des niveaux de tensions relevés sur les broches du transmetteur et du récepteur lors de la mesure de l'erreur de mesure du ToA

rapport à celle des grandeurs mesurées ( $2ns \approx 0.6m/c_0$ ). En mesurant la différence temporelle entre la fin de paquet vu par le récepteur  $r_{off}$  et celle vue par le transmetteur  $t_{off}$ , on obtient la valeur suivante :

$$r_{off} - t_{off} = \alpha_l(t_r - t_e) + \nu_{ToA} \quad (3.5)$$

Avec :

$\nu_{ToA}$  : L'incertitude de mesure que l'on souhaite modéliser

$\alpha_l$  : La dérive d'horloge de l'analyseur logique par rapport à une repère de temps absolu

$t_r$  : L'instant de réception du paquet donné par rapport à l'horloge de référence de l'analyseur

$t_e$  : L'instant auquel le paquet a été émis (mesuré par l'analyseur)

La dérive d'horloge a une valeur typique de  $\mathcal{N}(1, (25 \cdot 10^{-6})^2)$  (25 ppm), étant donné que les valeurs mesurées de  $r_{off} - t_{off}$  sont inférieures à  $133 ns$ , l'impact de  $\alpha_l$  sur  $r_{off} - t_{off}$  est de l'ordre de grandeur de  $133 ns \times 25 \cdot 10^{-6} \approx 3.33ps$ . Il est également possible de représenter cette grandeur temporelle comme le temps mis par la lumière pour parcourir  $1 mm$ . Cette échelle de grandeur est utile dans le domaine de localisation radio par ToA car elle donne une idée de l'impact d'une erreur de mesure temporelle sur l'estimation d'une distance, et donc sur une erreur de localisation. On pose alors une notation qui sera utilisée à plusieurs reprises au cours de ce manuscrit :  $3.33ps \approx 1 mm/c_0$ , avec  $c_0$  la vitesse de la lumière dans l'air. Cette erreur de  $3.33ps$  est négligeable car nous constaterons une variance de l'ordre de plusieurs mètres. Nous pouvons donc supposer  $\alpha_l = 1$ , ce qui simplifie (3.5) en :

$$r_{\text{off}} - t_{\text{off}} = t_r - t_e + \nu_{ToA} \quad (3.6)$$

$$= (t_e - \tau_t + t_p + \tau_r) - t_e + \nu_{ToA} \quad (3.7)$$

$$= \tau_r - \tau_t + t_p + \nu_{ToA} \quad (3.8)$$

Avec  $\tau_t$  et  $\tau_r$  le délai matériel d'envoi du transmetteur et récepteur (la durée entre l'envoi/la réception réelle du paquet et le changement d'état de la broche de mesure) et  $t_p$  le temps de propagation dans le canal. Comme nous sommes uniquement intéressés par la distribution de  $\nu_{ToA}$  et que  $\tau_t, \tau_r$  et  $t_p$  sont constants, il est possible de les supprimer en soustrayant la valeur moyenne de  $r_{\text{off}} - t_{\text{off}}$  aux mesures. Par la suite, nous considérons donc uniquement les mesures sans valeur moyenne :

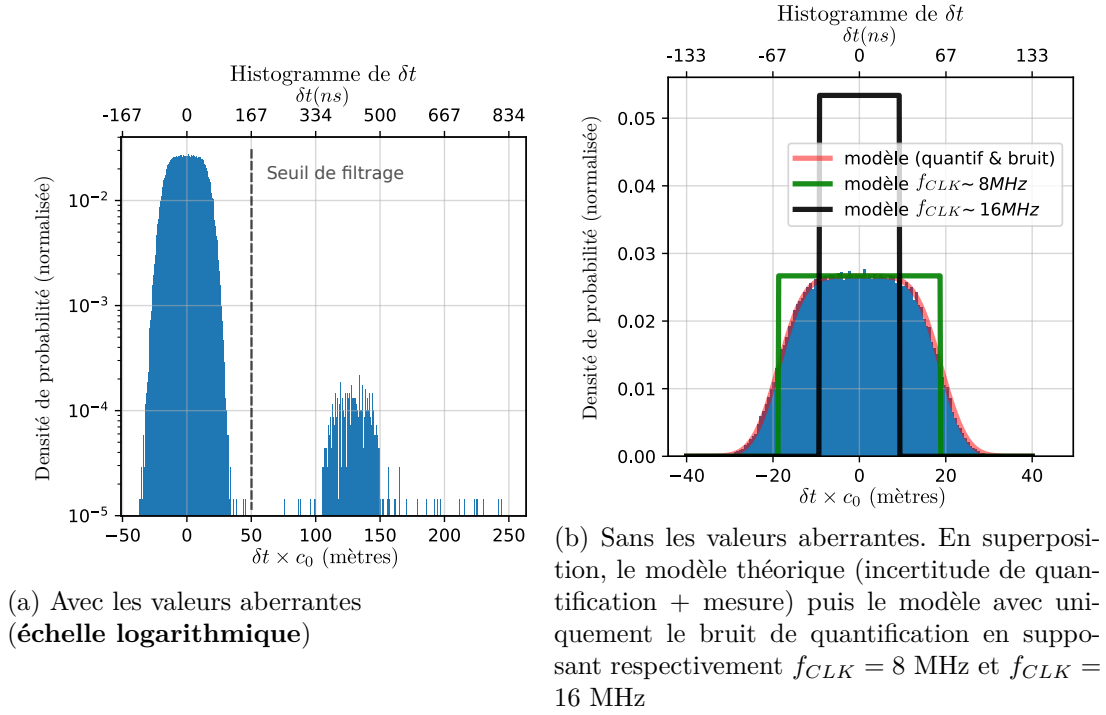
$$\delta t = (r_{\text{off}} - t_{\text{off}}) - \overline{(r_{\text{off}} - t_{\text{off}})} \approx \nu_{ToA} \quad (3.9)$$

Sur la Figure 3.8a on peut voir l'histogramme de  $\delta t$  montrant qu'il est principalement compris entre  $\pm 160ns$ , mais 0.448% des valeurs sont comprises entre 334 ns et 500 ns, formant un deuxième "groupe" de valeurs aberrantes autour de 417 ns. Ces valeurs ne peuvent pas être dues à une erreur de mesure d'une durée d'un tic d'horloge (la durée séparant deux fronts montants de l'horloge) étant donné qu'elle est paramétrée à une fréquence de 16 MHz sur les deux NRF52811. Un tic d'horloge correspond alors à une erreur de 62.5 ns, les deux "groupes" de valeurs sont donc séparés de plus de 6 tics. Il faut donc rejeter ces valeurs aberrantes en faisant plusieurs mesures et en rejetant les valeurs au-delà de 167 ns de la valeur médiane.

L'incertitude de mesure  $\nu_{ToA}$  peut-être modélisée par deux composantes : une quantification liée à la fréquence d'horloge (l'évènement sera toujours daté au tic d'horloge suivant l'arrivée du paquet) et un bruit de mesure dû au facteur de bruit interne de la chaîne analogique du CI. La densité de probabilité du premier "groupe" de valeurs devrait alors être la distribution de la somme d'une variable normale  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$  représentant l'erreur de mesure en présence de RWGN et d'une variable uniforme représentant la quantification de la mesure  $\mathcal{U}(0, Q)$  (avec  $Q = \frac{1}{f_{CLK}}$  la quantification en secondes et  $f_{CLK}$  la fréquence de l'horloge qui quantifie les mesures).

Étant donné que l'horloge du microcontrôleur est configurée sur 16 MHz, on pourrait s'attendre à une largeur de la distribution uniforme de  $1/(16 \cdot 10^6) \approx 62.5ns$ . Cependant, on peut voir sur la Figure 3.8b (représentant uniquement le premier "groupe" sans les valeurs aberrantes) que la largeur est en fait deux fois plus grande, ce qui indique que même si l'horloge du timer est configurée à 16 MHz, les mesures sont quantifiées par une horloge à 8 MHz.

Comme indiqué en 3.3.3, le périphérique radio du NRF52811 permet un échan-

FIGURE 3.8: Histogramme de  $\delta t$ 

tillonnage de l'enveloppe complexe du signal avec une période minimale de  $125ns$ , soit une fréquence maximale de 8 MHz. Cela laisse supposer que la fréquence d'horloge du module radio est limitée à 8 MHz, limitant la résolution de mesure du ToA avec  $Q = (8 \cdot 10^6)^{-1}$ .

La variance de l'incertitude de mesure  $\sigma^2$  reste inconnue. Pour obtenir  $\hat{\sigma}$ , une valeur estimée de  $\sigma$ , on peut calculer le moindre carré (Root Minimum Square Error (RMSE)) entre la fonction de répartition (Cumulated Density Function (CDF)) expérimentale et théorique de  $\nu_{ToA}$  :

$$\hat{\sigma} = \arg \min_{\sigma} \varepsilon(\sigma) \quad (3.10)$$

$$\varepsilon(\sigma) = \int_{-\infty}^{+\infty} (P(\nu_{ToA} < x) - F_{\nu_{ToA}}(\sigma, Q))^2 dx \quad (3.11)$$

$$\text{avec } F_{\nu_{ToA}}(\sigma, Q, x) = \int_{-\infty}^x (\mathcal{N}(0, \sigma^2) * \mathcal{U}(0, Q))(x) dx \quad (3.12)$$

Avec :

\* : Le produit de convolution

$\varepsilon(\sigma)$  : La fonction de coût du moindre carré



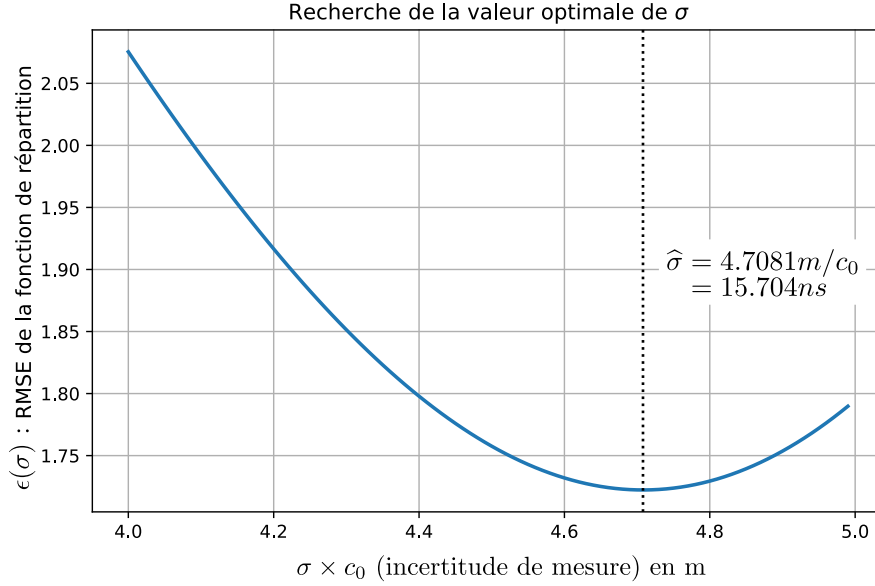


FIGURE 3.9: RMSE entre les CDF théorique et expérimentale en fonction de  $\sigma$

$F_{\nu_{ToA}}(\sigma, Q, x)$  : La CDF théorique de  $\nu_{ToA}$

$P(\nu_{ToA} < x)$  : La CDF expérimentale de  $\nu_{ToA}$

$Q = (8.10^6)^{-1}$  : Le pas de quantification temporel

La valeur de  $\epsilon(\sigma)$  en fonction de  $\sigma$  est visible sur la Figure 3.9, et son minimum est atteint pour  $\hat{\sigma} = 15.704 ns = 4.7081 m/c_0$ .

On peut vérifier sur la Figure 3.8b que la densité de probabilité théorique avec  $Q = 37.47 m/c_0$  et  $\hat{\sigma} = 4.7 m/c_0$  correspond bien aux données expérimentales, le modèle de l'incertitude de mesure du ToA suivant est donc validé pour la suite des travaux :

$$\nu_{ToA} \sim \mathcal{N}(0, (4.7 m/c_0)^2) + \mathcal{U}(0, 37.47 m/c_0) \quad (3.13)$$

Avec  $\nu_{ToA}$  en secondes. Il convient toutefois de garder à l'esprit que des valeurs aberrantes peuvent apparaître.

### 3.3.3 Mesure d'AoA

#### 3.3.3 A Échantillonnage du CTE

Le standard Bluetooth 5.1 introduit une nouvelle fonctionnalité d'estimation de position : en fin de paquet Bluetooth (après le CRC) il est possible d'ajouter une onde entretenue d'une durée de 16 à 160 ns. Cette onde entretenue forme un nouveau champ dans la structure du paquet nommé Constant Tone Extension (CTE). En mesurant la

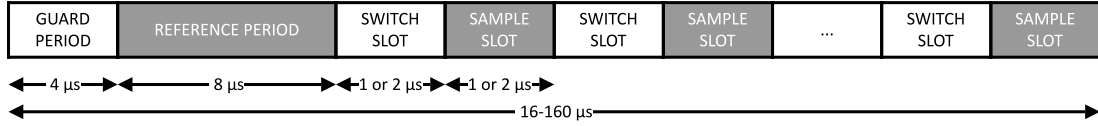


FIGURE 3.10: Structure du CTE (documentation constructeur [84]). En gris, les blocs où les échantillons IQs sont mesurés

phase du signal sur un réseau d’antennes durant le CTE, un récepteur doit pouvoir estimer l’angle d’arrivée du signal par interférométrie.

Le NRF52811 est doté d’une fonctionnalité intégrée au module radio qui permet de contrôler jusqu’à 8 broches durant le CTE afin de piloter les commutateurs RF. Comme montré dans la Figure 3.10, le CTE est divisé en plusieurs parties :

- une *Guard period* de durée fixe ( $4 \mu s$ ) qui laisse le temps au signal de se stabiliser (où les échantillons IQ ne sont pas récupérés) ;
- une *Reference period* de durée fixe ( $8 \mu s$ ) qui permet de récupérer le signal d’une antenne de référence (l’antenne à polarisation circulaire dans notre cas) ;
- une répétition alternée de plusieurs slots :
  - un *Switch slot* où on laisse le temps aux commutateurs RF d’établir leur régime permanent, et où les échantillons ne sont pas récupérés ;
  - un *Sample slot* où les échantillons de l’antenne courante sont récupérés.

La durée des *Switch slots* et *Sample slots* est au choix :  $1 \mu s$  ou  $2 \mu s$  mais doit être identique pour les deux.

Dans le cas de l’antenne utilisée dans cette thèse, l’antenne à polarisation circulaire est utilisée en *Reference period* puis 12 *Switch slot* et *Sample slot* d’une longueur de  $2 \mu s$  s’enchaînent pour mesurer les 2 polarités des 6 antennes restantes, et un dernier slot est utilisé pour re-mesurer l’antenne à polarisation circulaire (voir mesure non simultanée 82), ce qui donne un CTE d’une longueur totale de  $64 \mu s$ . L’échantillonnage étant configuré avec une période de  $125 ns$  (la fréquence d’échantillonnage maximale autorisée par le NRF52811), on récupère 16 échantillons IQ complexes pour chaque polarité de chaque antenne et  $64 + 16$  échantillons pour l’antenne circulaire. Augmenter le nombre d’échantillons prélevés sur chaque antenne permet de diminuer l’impact de l’erreur de mesure sur l’estimation de la phase du signal à chaque antenne. Toutefois, cela augmente la quantité de calculs nécessaires, et la durée du CTE (donc la durée de la transmission/réception, ce qui a un impact sur la consommation d’énergie).

### 3.3.3 B Mesure sur plusieurs paquets

Lors d’une mesure sur un paquet on obtient une matrice  $X \in \mathcal{M}_{M,N_s}(\mathbb{C})$  contenant la phase et amplitude de chacun de  $N_s$  échantillons mesurés sur les  $M$  antennes. Si

on mesure plusieurs paquets provenant d'un tag à la même position, il est possible d'estimer l'angle d'arrivée de chaque paquet indépendamment, ou d'estimer l'angle d'incidence de l'ensemble des paquets en concaténant les mesures des  $N_{pa}$  paquets :

$$X' = [X_1 \cdots X_{N_{pa}-1}] \quad (3.14)$$

Avec  $X' \in \mathcal{M}_{M, (N_{pa} N_s)}(\mathbb{C})$  la nouvelle matrice des mesures concaténant plusieurs paquets radios.

### 3.3.3 C Mesure non simultanée

Dans le cadre d'une onde entretenue plane arrivant avec la même phase sur chaque antenne, étant donné que le signal est mesuré sur chaque antenne l'une après l'autre, on mesure tout de même un déphasage entre chaque antenne [46]. En effet,  $x_{n,k}$  le  $k^{\text{ème}}$  échantillon complexe IQ mesuré sur l'antenne  $n$  peut être modélisé ainsi :

$$x_{n,k} = \sqrt{A_n} e^{i(\omega(t_n + kT_s) + \phi_0 + \delta\phi_n)} + \nu \quad (3.15)$$

$$= \sqrt{A_n} e^{i(\omega k T_s + \phi_0 + \delta\phi_n)} \times e^{i\omega t_n} + \nu \quad (3.16)$$

Avec :

$x_{n,k} \in \mathbb{C}$ : Le $k^{\text{ème}}$ échantillon complexe IQ mesuré sur l'antenne $n$	$\phi_0 \in [-\pi; \pi]$ : La phase du signal incident
$A_n \in \mathbb{R}$ : La puissance du signal reçu sur l'antenne $n$	$\delta\phi_n \in [-\pi; \pi]$ : Le déphasage induit par la position de l'antenne $n$ et les différents éléments entre l'antenne et le point de mesure (la longueur de piste, les commutateurs RF, etc.)
$\omega \in \mathbb{R}$ : La pulsation du signal en bande de base	$\nu \in \mathbb{C}$ : Un bruit blanc de mesure complexe
$t_n \in \mathbb{R}$ : Le temps auquel on commence à mesurer les échantillons de l'antenne $n$ (on considère que $t_0 = 0$ pour choisir une origine du temps)	
$T_s \in \mathbb{R}$ : La période d'échantillonnage	

Pour estimer un angle d'arrivée, on cherche à mesurer la phase du signal reçu à chaque antenne, soit  $\phi_0 + \delta\phi_n$ . On voit que si  $\delta\phi_n = 0 \quad \forall n \in [0; M-1]$  (quand le signal arrive avec la même phase sur toutes les antennes), il reste tout de même un déphasage sur le signal reçu entre les antennes, induit par  $e^{i\omega t_n}$ .

Pour compenser ce déphasage, on connaît les instants auxquels on commence à échantillonner chaque antenne (c-à-d  $t_n \quad \forall n \in [0; M[$ ). Afin de pouvoir éliminer  $e^{i\omega t_n}$  dans 3.16, il est nécessaire de connaître  $\omega$  la pulsation du signal en bande de base. Sa

valeur variant en fonction de l'écart d'horloge entre transmetteur et récepteur, il faut l'estimer. Pour cela, on peut utiliser les échantillons de la première antenne mesurés lors de la période de référence (d'une durée de  $8\mu s$ ) qui sont plus nombreux que ceux des autres antennes (mesurés pendant  $2\mu s$  au maximum) :

$$\hat{\omega} = \arg \max_{\omega} |x_{0,k} \times e^{-i\omega k T_s}| \quad (3.17)$$

Cependant, une faible erreur d'estimation  $\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$  donne un écart de phase de  $\Delta\omega \times t_N$  à la fin du CTE. Si le CTE dure longtemps, cela peut être non négligeable. Une solution à ce problème est de re-mesurer la phase de la première antenne à la fin du CTE, ainsi l'erreur sur l'estimé de  $\omega$  sera plus faible. C'est cette solution que nous avons privilégié, tous les paquets Bluetooth incluaient donc une mesure de phase de l'antenne circulaire en début et en fin de CTE.

### 3.3.3 D Calibration de l'antenne

Comme vu précédemment, il est nécessaire pour estimer un angle d'arrivée de connaître le vecteur de direction  $A(\alpha, \gamma, \eta)$  de notre antenne pour toutes les valeurs de  $\alpha$ ,  $\gamma$  et  $\eta$  (cf 2.4). Il est possible d'utiliser la position des antennes et un modèle empirique de déphasage (tel que (1.9)) pour déduire une valeur théorique de  $\delta\phi_m$ . Par contre, cette méthode ne prend pas en compte les imperfections du réseau [85] :

- le déphasage induit par les éléments entre l'antenne et le point de mesure : longueur des pistes, commutateurs RF, etc ;
- le couplage entre une antenne et les éléments autour d'elle (support, câbles, etc) ;
- les réflexions et les réfractions causées par le support de l'antenne ;

Ces erreurs se traduisent par des changements de phase et d'amplitude pour chaque antenne par rapport au modèle théorique de  $A(\alpha, \gamma, \eta)$ , ce qui revient à multiplier  $A(\alpha, \gamma, \eta)$  par une matrice diagonale  $\Gamma \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  comportant sur sa diagonale le gain et la phase d'erreur de chaque antenne :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} g_1 \exp(i\phi_1) & 0 & & 0 \\ 0 & g_2 \exp(i\phi_2) & & 0 \\ & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_M \exp(i\phi_M) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Avec :

$g_n \in \mathbb{R}$  : La modification du gain reçu à l'antenne  $n$  due aux imperfections du réseau d'antennes

$\phi_n \in [-\pi; \pi]$  : Le déphasage additionnel du signal par l'antenne  $n$  due aux imperfections du réseau d'antennes

Le couplage mutuel entre les antennes est également une source d'erreur de modélisation : le signal reçu dans une antenne est en partie ré-irradié dans les autres antennes avec un déphasage et un gain. Ceci est modélisable en multipliant  $A(\alpha, \gamma, \eta)$  par une matrice  $C \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  telle que :

$$[C]_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ c_{ij} & i \neq j \end{cases} \quad \text{avec } c_{ij} = c_{ji} \text{ et } c_{ij} \in \mathbb{C} \quad (3.19)$$

A partir de (2.55) on obtient alors le modèle suivant pour les mesures [85, 86, 87, 88] :

$$X = \underbrace{C \Gamma A(\alpha, \gamma, \eta)}_{\tilde{A}(\alpha, \gamma, \eta)} S + N \quad (3.20)$$

Avec :

$A(\alpha, \gamma, \eta)$  : Le vecteur de direction théorique déduit de la géométrie du réseau d'antennes

$\tilde{A}(\alpha, \gamma, \eta)$  : Le vecteur de direction corrigé

$\Gamma \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  : La matrice de calibration des gains d'antenne et d'erreur de phase

$C \in \mathcal{M}_{M,M}(\mathbb{C})$  : La matrice de correction du couplage mutuel inter antenne

Pour trouver les valeurs de  $\Gamma$  et  $C$ , les auteurs de [88] utilisent un moindre carré à partir de  $M + 1$  mesures à des angles d'arrivée connus distincts.

Une autre méthode utilisée dans le cadre de ces travaux est plus directe : elle consiste à mesurer le vecteur de direction pour un ensemble de valeurs connues de  $\alpha$ , et à l'aide d'une interpolation linéaire, reconstruire n'importe quelle valeur du vecteur de direction à un angle donné [89]. Étant donné que l'antenne utilisée dans cette thèse est vectorielle (cf 3.2.1), on peut séparer le vecteur de direction en deux parties ne dépendant pas de la polarisation  $a_\theta(\alpha_p)$  et  $a_\phi(\alpha_p)$  (cf 2.4.1 B) :

$$a(\alpha_p, \gamma_p, \eta_p) = \begin{bmatrix} a_\theta(\alpha_p) & a_\phi(\alpha_p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_p) \\ \sin(\gamma_p)e^{i\eta_p} \end{bmatrix} \quad (\text{rappel de 2.56})$$

Il est possible de mesurer  $a_\theta(\alpha_p)$  et  $a_\phi(\alpha_p)$  en fonction de  $\alpha_p$  en chambre anéchoïque en utilisant une antenne à polarisation linéaire horizontale ( $\gamma_p = \eta_p = 0$ ) puis verticale ( $\gamma_p = \pi/2, \eta_p = 0$ ). En utilisant cette méthode et en supposant que le pas de mesure est suffisamment fin, on diminue les approximations et les erreurs de modélisation.

Des mesures ont été effectuées sur notre réseau d'antennes vectorielles dans la chambre anéchoïque du Laboratoire d'Analyses et d'Architecture des Systèmes (Toulouse, France) (LAAS) en utilisant un axe tournant sur l'axe  $Oz$  (voir Figure 3.1a page 70) autour du centre de phase de l'antenne, avec en émetteur une antenne cornet Dorado. Les résultats sont présentés sur la Figure 3.11. On observe une atténuation de

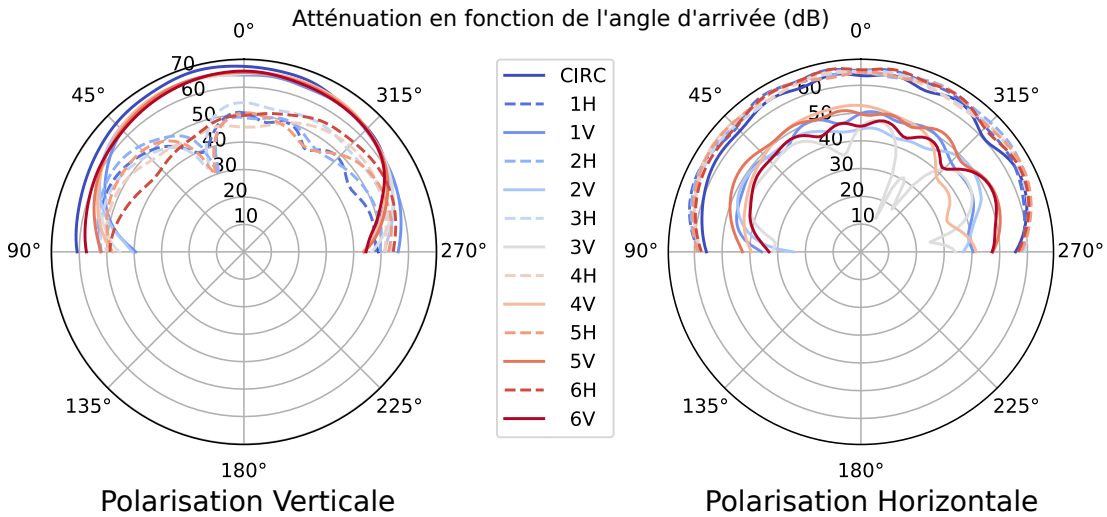


FIGURE 3.11: Mesure de gain et de déphasage en fonction de l'angle du réseau d'antennes vectorielles utilisée dans ce mémoire. Le gain et le déphasage ont été mesurés par rapport à la puissance et la phase du signal en sortie du générateur. La longueur de câble entre le générateur et l'antenne n'a pas été compensée, étant donné que seul le déphasage entre les antennes importe pour l'estimation de l'angle d'arrivée.

-20dB en polarisation croisée, c'est-à-dire lorsque le signal reçu est polarisé perpendiculairement à la polarisation de l'antenne, ce qui montre bien qu'on dispose d'une antenne vectorielle qui mesure les deux composantes orthogonales du champ électromagnétique.

### 3.4 Performance énergétique du système final

Cette section présente une modélisation de la consommation du système global en 3.4.1, ainsi que l'autonomie estimée des balises et des tags en 3.4.4. Plusieurs paramètres dépendants du cas d'usage permettant de moduler cette autonomie sont identifiés.

Toutes les données expérimentales, les analyses et le code utilisé pour aboutir aux résultats et figures présentés dans ce chapitre sont disponibles sur Figshare et Gitlab [90].

#### 3.4.1 Modélisation

Afin de modéliser la consommation du système global, un scénario de fonctionnement basé sur l'architecture choisie précédemment (cf 1.4) a été défini et est résumé en Figure 3.12 page 86 :

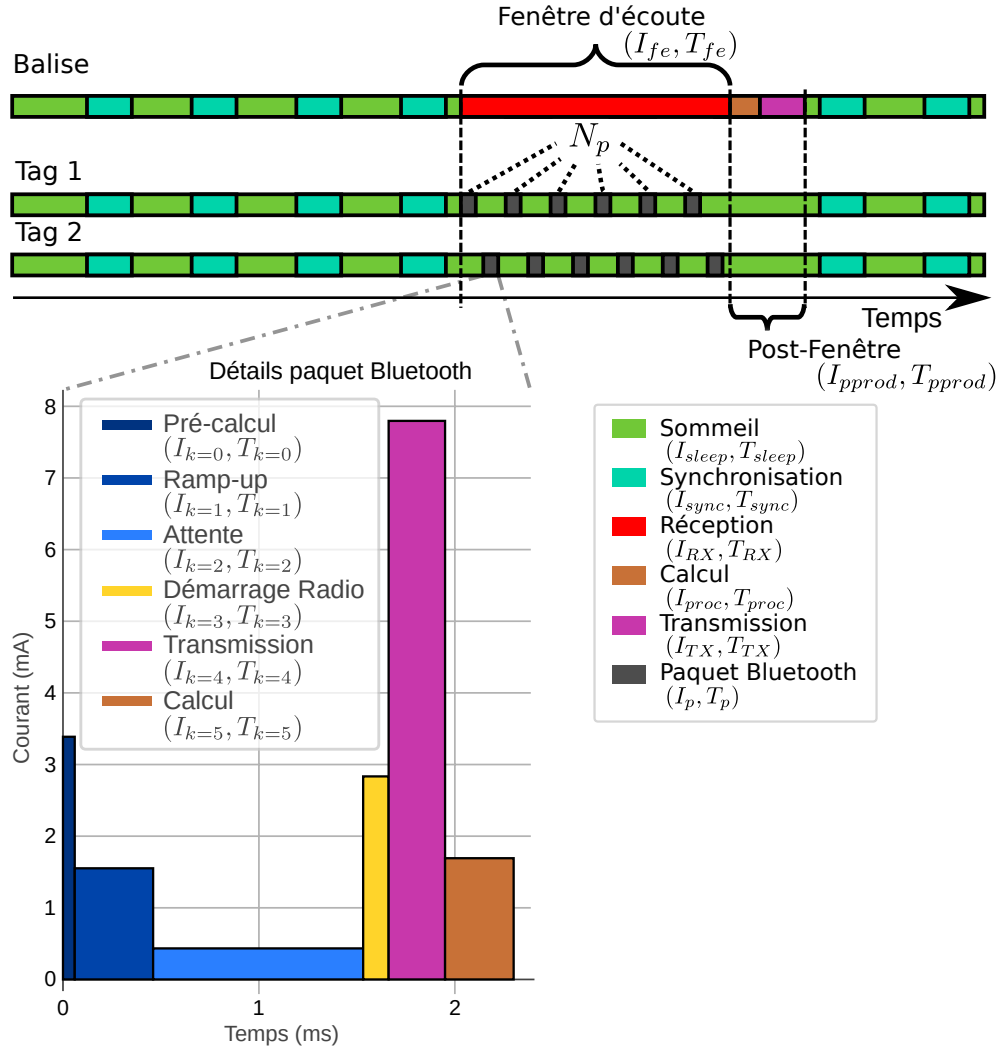


FIGURE 3.12: Chronogramme des états des balises et des tags utilisé comme modèle pour une estimation d'autonomie. Le courant consommé et le temps passé dans chaque état est indiqué dans la légende. Les détails des étapes de la consommation pour l'émission d'un paquet Bluetooth sont extraits du simulateur du constructeur [91]

- lorsqu'ils sont en sommeil, les tags et les balises consomment un courant  $I_{sleep}$ . Le temps passé en sommeil pendant une heure est noté  $T_{sleep}$  ;
- ils utilisent périodiquement un protocole de synchronisation (cf 3.1.2), et lors de la synchronisation ils consomment un courant  $I_{sync}$ . La durée totale passée à se synchroniser pendant une heure est notée  $T_{sync}$  ;
- des fenêtres d'écoute d'une durée  $T_{fe}$  sont synchronisées entre tags et balises. On nomme  $I_{fe}^{(tag)}$  et  $I_{fe}^{(bal)}$  le courant **moyen** consommé par les tags et les balises

durant la durée de la fenêtre. Lors de ces fenêtres :

- les balises passent en réception ;
- un total de  $N_{tag}$  tags émettent chacun  $N_p$  paquets, chacun d'une durée  $T_p$ .  
Le courant moyen consommé par un tag lors de la transmission d'un paquet est de  $I_p$  ;
- à la fin d'une fenêtre d'écoute, la balise calcule pour chaque paquet reçu les données à renvoyer au nœud de calcul (moyenne des RSSI, régression linéaire des ToA et matrice de covariance pour l'AoA). La durée de calcul nécessaire à un paquet est notée  $T_{proc}$ , et la balise consomme un courant moyen  $I_{proc}$  pendant cette durée ;
- à la suite de cela, elle renvoie les informations à un nœud de calcul central (qui est supposé alimenté par une connexion filaire) à l'aide d'une transmission radio d'une durée  $T_{TX}$  durant laquelle elle consomme un courant moyen  $I_{TX}$ .

Les valeurs numériques de ces courants et durées seront détaillés en 3.4.2 et 3.4.4 à partir de la page 92. Nous allons tout d'abord définir un modèle de la consommation moyenne d'un tag et d'une balise ( $I_{moy}^{(tag)}$  et  $I_{moy}^{(bal)}$ ) et de leur autonomie.

#### 3.4.1 A Modélisation de la consommation d'un tag

Le standard Bluetooth spécifie que lors de l'émission d'un paquet d'advertising, il est nécessaire de répéter le message sur les trois canaux fréquentiels utilisés par le protocole d'advertising. Cela permet d'être sûr qu'un récepteur n'écoutant qu'une seule fréquence reçoive le message.

Néanmoins, on peut considérer que les tags et les balises ont choisi au préalable un canal de communication, lors de la synchronisation par exemple. Dès lors, on peut limiter la trame d'advertising à un seul canal pour réduire l'énergie consommée. De plus, comme il n'est pas nécessaire d'avoir une réception de données sur le tag, on peut utiliser des paquets "advertising non connectable", afin d'économiser de l'énergie en désactivant l'étape de réception radio après chaque envoi (cf 3.1.1).

Pour modéliser les étapes de la transmission d'un paquet Bluetooth, il est possible d'utiliser un simulateur fourni par Nordic Semiconductor le constructeur du NRF52811. En effet, afin de s'assurer que les utilisateurs de leurs CIs puissent développer des produits compatibles avec la norme Bluetooth, le constructeur des puces NRF52811 fournit un code compilé (le *soft device*) qui s'assure que lors de l'utilisation du Bluetooth, le comportement de la puce soit toujours identique et conforme au standard. La consommation est donc fixée et ils ont ainsi pu déterminer un profil de consommation typique lors de l'émission d'une trame Bluetooth pour plusieurs de leurs produits. Un exemple de simulation de consommation d'une trame advertising connectable est disponible en Figure 3.13. Ce simulateur est disponible en ligne [91], et il est possible d'établir un profil de consommation à partir des valeurs fournies (il faut toutefois supprimer la ré-



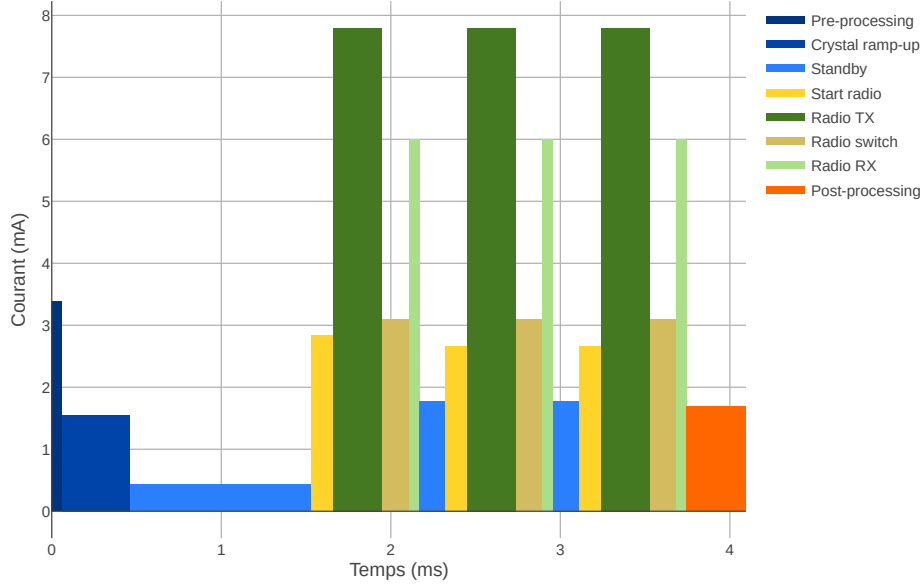


FIGURE 3.13: Les différentes étapes de la transmission d'un paquet Bluetooth Low Energy (BLE) advertising connectable, ainsi que leur consommation associée

pétition de l'émission des données sur les trois canaux d'advertising). Le chronogramme de la consommation lors de l'envoi d'un paquet Bluetooth qui en résulte est visible en Figure 3.12.

En notant  $I_k$  le courant consommé lors de l'étape  $k$  d'une transmission, et  $T_k$  la durée de cette étape (cf Figure 3.12) on peut alors donner  $I_p$  la valeur du courant moyen consommé lors de l'émission d'un paquet (à noter que tous les courants sont donnés en  $mA$  et toutes les durées en heures même si elles sont très courtes, pour des raisons d'uniformité dans les équations) :

$$I_p = \frac{1}{\sum_k T_k} \sum_k I_k T_k \quad (3.21)$$

$$I_p = \frac{1}{T_p} \sum_k I_k T_k \quad (3.22)$$

Avec :

$I_p$  : Le courant moyen consommé par un nœud lors de l'envoi d'un paquet Bluetooth en  $mA$

$T_p$  : La durée de l'envoi d'un paquet

Bluetooth en heures

$I_k$  : Le courant moyen consommé par un nœud lors de l'étape  $k$  d'une trame Bluetooth (obtenu à partir

du simulateur Nordic) en  $mA$  Bluetooth (obtenu à partir du simulateur Nordic) en heures

$T_k$  : La durée de l'étape  $k$  d'une trame

Comme un tag envoie  $N_p$  paquets lors d'une fenêtre d'écoute et qu'il est en sommeil le reste du temps, on peut en déduire la consommation moyenne lors d'une fenêtre :

$$I_{fe}^{(tag)} = \frac{N_p I_p T_p + I_{sleep}(T_{fe} - (N_p T_p))}{T_{fe}} \quad (3.23)$$

Avec :

$I_{fe}^{(tag)}$  : Le courant moyen consommé par un tag lors d'une fenêtre d'écoute en  $mA$  nêtre d'écoute

$T_{fe}$  : La durée d'une fenêtre d'écoute en heures  $I_{sleep}$  : Le courant consommé par un nœud en veille (en  $mA$ ). Cela comprend la consommation du module Real Time Clock (RTC) pour programmer un réveil ainsi que  $I_{quies}$  le courant de consommation du régulateur intégré au NRF52811

$N_p$  : Le nombre de paquets Bluetooth envoyés par un tag lors d'une fe-

Comme il y a  $N_{fe}$  fenêtres en une heure et qu'un tag passe un temps  $T_{sync}$  à se synchroniser, la consommation totale moyenne du tag sur une heure est alors :

$$I_{moy}^{(tag)} = I_{fe}^{(tag)} T_{fe} N_{fe} + I_{sleep}(1 - T_{sync} - T_{fe} N_{fe}) + T_{sync} I_{sync} \quad (3.24)$$

Avec :

$N_{fe}$  : Le nombre de fenêtres d'écoute par heure se synchroniser pendant une heure (en heures)

$I_{moy}^{(tag)}$  : Le courant moyen consommé par un tag en une heure en  $mA$   $I_{sync}$  : Le courant moyen consommé par un nœud lors de la synchronisation (en  $mA$ )

$T_{sync}$  : Le temps passé par un nœud à

On peut ensuite en déduire l'autonomie du tag :

$$A^{(tag)} = \frac{C_{bat}}{I_{moy}^{(tag)}} \quad (3.25)$$

Avec  $A^{(tag)}$  l'autonomie d'un tag en heures et  $C_{bat}$  la capacité utile de la batterie d'un nœud en mAh en  $mAh$ .

### 3.4.1 B Modélisation de la consommation d'une balise

Lors d'une fenêtre de réception, la balise active sa radio en réception, ainsi qu'un timer afin de dater l'instant d'arrivée des paquets, et alimente les commutateurs RF du réseau d'antennes. La consommation moyenne de la balise lors de la fenêtre d'écoute est alors la suivante :

$$I_{fe}^{(bal)} = I_{RX} + I_{timer} + I_{ant} \quad (3.26)$$

Avec :

$I_{fe}^{(bal)}$ : Le courant moyen consommé par une balise lors d'une fenêtre d'écoute en $mA$	$mA$ )
$I_{RX}$ : Le courant moyen consommé par le périphérique radio d'un nœud lorsqu'il est en réception (en	$I_{timer}$ : Le courant consommé par un périphérique timer (utilisé pour la mesure du ToA) en $mA$
	$I_{ant}$ : Le courant moyen consommé par le réseau d'antennes en $mA$

A la fin d'une fenêtre d'écoute, la balise calcule puis envoie les données de localisation au nœud de calcul (moyenne des RSSI, régression linéaire des ToA et matrice de covariance pour l'AoA). On définit la période de post-fenêtre (cf Figure 3.12) comme la somme de la durée pendant laquelle elle calcule les données à envoyer (avec une consommation moyenne  $I_{proc}$ ) et la durée  $T_{TX}$  pendant laquelle elle effectue l'envoi des données (en consommant  $I_{TX}$ ). Durant cette post-fenêtre d'une durée  $T_{pprod} = T_{proc} + T_{TX}$ , elle consomme un courant moyen  $I_{pprod}$  :

$$I_{pprod} = \frac{1}{T_{pprod}} (I_{proc}T_{proc}N_pN_{tag} + T_{TX}I_{TX}) \quad (3.27)$$

$$\text{avec } T_{pprod} = T_{proc}N_pN_{tag} + T_{TX} \quad (3.28)$$

$$(3.29)$$

Avec :

$I_{pprod}$ : Le courant moyen consommé par un nœud lors de la post-fenêtre après chaque fenêtre d'écoute en $mA$	après chaque fenêtre d'écoute en heures
$T_{pprod}$ : La durée de la post-fenêtre	$I_{TX}$ : Le courant moyen consommé par une balise lors de la transmission des données mesurées au nœud

de calcul (en heures)	cul des données de localisation pour un seul paquet reçu en $mA$
$T_{TX}$ : La durée de la transmission radio d'une balise pour centraliser les données mesurées lors d'une fenêtre d'écoute (en heures)	$T_{proc}$ : La durée de la phase de calcul des données de localisation pour un seul paquet reçu en heures
$I_{proc}$ : Le courant moyen consommé par un nœud lors de la phase de cal-	$N_{tag}$ : Le nombre de tags par fenêtre de localisation

$T_{TX}$  dépend de la quantité de données que la balise doit envoyer à la fin de la fenêtre :

- pour les mesures de RSSI, il est possible d'envoyer la valeur moyenne de tous les paquets reçus, on se limite donc à une valeur par tag ;
- pour le ToA avec une régression linéaire, seules deux valeurs sont nécessaires par tag (cf 2.3.2) ;
- pour l'AoA il est nécessaire de renvoyer la phase et le gain reçus à chaque antenne, soit  $2M$  valeurs avec  $M$  le nombre d'antennes ;

Si on envoie toutes les données au nœud de calcul, la quantité de valeurs à remonter est donc de  $2M + 3$ . En supposant que ces valeurs soient remontées par Bluetooth, il faut ajouter 16 octets pour l'encodage du paquet (adresse de l'expéditeur, CRC, etc). Si on suppose que chaque valeur est encodée sur deux octets et que  $N_{tag}$  tags ont utilisé la fenêtre, on obtient alors une taille totale de  $16 + 2N_{tag} \times (2M + 3)$  octets. En tenant compte du fait que le débit d'une communication est de  $1Mbit/s$ , on peut en déduire la valeur de  $T_{TX}$  (en heures) :

$$T_{TX} = (16 + 2N_{tag}(2M + 3)) \frac{8}{60^2 \cdot 10^6} \quad (3.30)$$

Le courant moyen consommé par une balise en une heure  $I_{moy}^{(bal)}$  est alors :

$$\begin{aligned} I_{moy}^{(bal)} &= \left( I_{fe}^{(bal)} T_{fe} + I_{pprod} T_{pprod} \right) N_{fe} \\ &+ I_{sleep} (1 - T_{sync} - N_{fe} (T_{pprod} + T_{fe})) \\ &+ T_{sync} I_{sync} \end{aligned} \quad (3.31)$$

L'autonomie de la balise se déduit de la même manière que pour un tag :

$$A^{(bal)} = \frac{C_{bat}}{I_{moy}^{(bal)}} \quad (3.32)$$

Avec  $A^{(bal)}$  l'autonomie d'une balise en heures et  $C_{bat}$  la capacité utile de la batterie d'un nœud en  $mAh$  en  $mAh$ .

### 3.4.2 Validation du simulateur Nordic

Il est important de noter que les CIs Nordic tels que le NRF52832 et NRF52811 disposent de deux régulateurs de tension internes (un linéaire et un à découpage (DC/DC)), qui permettent de les alimenter directement avec une tension supérieure à leur tension de fonctionnement. Le CI démarre sur le régulateur linéaire, mais si un filtre LC externe est disponible, il est possible de logiquement basculer sur l'alimentation à découpage. Toutes les mesures de consommation données par la suite étant effectuées avant le régulateur (puisque celui-ci est interne au CI), le choix du type de régulateur est un paramètre important pour l'estimation d'autonomie. L'étude qui suit considère que le régulateur DC-DC est utilisé afin de maximiser le rendement de la chaîne d'alimentation du microcontrôleur. L'alimentation sera choisie à 3.7V, c'est-à-dire la tension d'alimentation d'une pile au lithium.

Afin d'obtenir des valeurs numériques pour les courants et les durées évoquées précédemment, nous allons utiliser le simulateur Nordic introduit précédemment comme source d'informations. En effet, il permet une grande flexibilité de choix de scénarios mais, sa précision indiquée par le constructeur étant de 5%, il convient toutefois de vérifier l'exactitude des valeurs prédites.

Pour cela, il est possible de confronter ces estimations avec d'autres mesures disponibles dans la littérature : R.Schrader a mesuré les niveaux de consommation d'une puce NRF52832 et NRF51822 [92]. Même si son modèle est simplifié (plusieurs états du simulateur Nordic sont rassemblés en un seul état dans ses travaux), il est possible d'utiliser ces résultats pour évaluer la pertinence du simulateur.

Le Tableau 3.2 présente une comparaison entre la consommation fournie (en  $mW$ ) par R.Schrader et celle déduite du simulateur Nordic pour un NRF52832, avec les mêmes conditions de test. On observe une erreur moyenne de 9.96%, supérieure à la précision de 5% annoncée par Nordic, et on peut y voir que cette erreur relative varie fortement en fonction de l'étape du paquet. Une erreur de 35.80% est visible sur le *channel transit*, mais comme vu précédemment, cette étape est supprimée car le tag ne transmet que sur un seul canal Bluetooth.

Au vu de ces résultats, il serait néanmoins préférable d'utiliser une deuxième source de données pour la validation du simulateur. Celui-ci fournit une valeur de la charge totale requise pour transmettre un paquet BLE en coulombs, il est donc possible de vérifier son erreur sur le courant moyen consommé lors de l'émission d'un paquet. Pour avoir un élément de comparaison supplémentaire, nous avons donc également effectué des mesures avec un transmetteur alimenté en +3.6V, émettant des paquets advertising non connectables (cf 3.1.1) toutes les 100 ms à une puissance de +4dBm avec le régulateur DC/DC du microcontrôleur activé. La mesure a été effectuée avec un multimètre Keithley DMM7510 configuré avec une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz en entrée du régulateur. La taille des données Bluetooth est de 15 octets, et le profil de consommation mesuré est donné dans la Figure 3.14.

Etape	Courant mA	Puissance mW	Schrader mW	Erreur rel. %
Preprocessing	8	24	N/A	N/A
Preprocessing ramp-up	1.6	4.8	N/A	N/A
Preprocessing Standby	0.2	0.6	N/A	N/A
Preprocessing average	0.87	2.61	2.7	3.33
TX (+4dBm)	17	51	46.2	9.41
TX (0dBm)	12.2	36.6	33.2	9.29
TX (-4dBm)	9.8	29.4	27.5	6.46
TX (-8dBm)	9	27	25.3	6.30
TX (-12dBm)	8.4	25.2	23.6	6.35
TX (-16dBm)	7.9	23.7	22.6	4.64
TX (-20dBm)	7.6	22.8	21.6	5.26
TX-RX transit	6	18	15.9	11.67
RX	12.2	36.6	32.4	11.47
Channel transit	3.79	11.37	7.3	35.80
Postprocessing	3.5	10.5	10.2	2.86
Sleep	0.002	6 (-3)	0.005	3.33

TABLE 3.2: Comparaison des mesures de consommation entre le simulateur Nordic Semiconductor et les travaux de R.Schrader

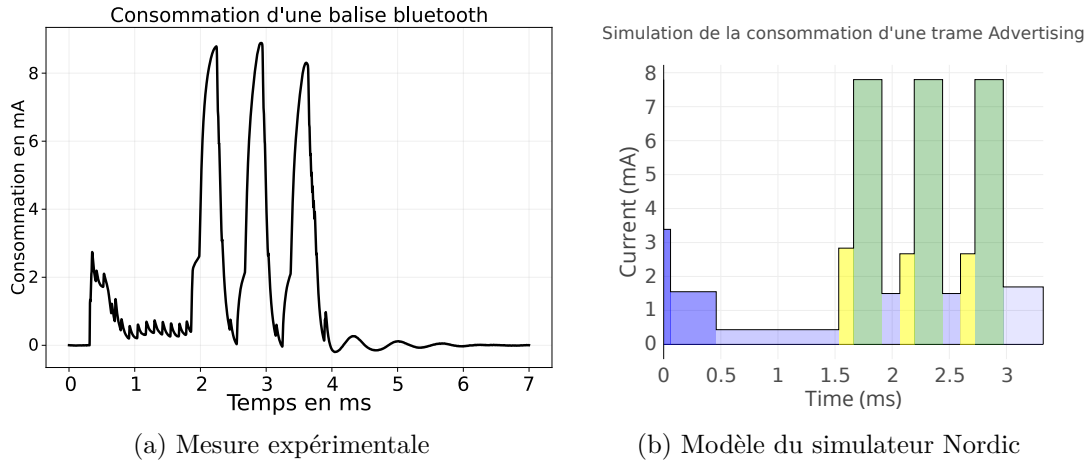


FIGURE 3.14: Exemple de la consommation mesurée de notre tag en émission d'un paquet advertising non connectable sur les trois canaux d'advertising Bluetooth, ainsi que le modèle équivalent par le simulateur Nordic.

On peut y voir que la consommation est lissée par rapport au profil de courant de la Figure 3.13 par une capacité proche du microcontrôleur, mais cela n'impactant

pas la mesure de la charge totale, on peut la comparer avec la valeur fournie par le simulateur :

$$Q_{tot} = \int_0^{T_{max}} i(t)dt \quad (3.33)$$

Avec :

$Q_{tot}$  : La charge totale en coulombs

$T_{max}$  : La durée du paquet en secondes

$i(t)$  : La consommation de courant en fonction du temps en ampères

Le résultat obtenu est donné dans le Tableau 3.3. On y observe une erreur relative de 4%.

	Valeur moyenne
Charge ( $\mu C$ )	9.56
Simulateur ( $\mu C$ )	9.19
Erreur rel. (%)	4.03

TABLE 3.3: Comparaison entre notre mesure de consommation d'un émetteur Bluetooth et le simulateur Nordic

On peut donc conclure que le simulateur résume bien la consommation globale d'une puce NRF, malgré quelques erreurs supérieures à celles annoncées par le constructeur (notamment en réception), mais l'estimation globale de l'énergie consommée reste assez fiable. Nous allons donc l'utiliser comme base de réflexion pour choisir les paramètres de notre système de localisation : longueur de fenêtre d'écoute, nombre de paquets envoyés, etc.

### 3.4.3 Consommation du réseau d'antennes

Nous allons maintenant présenter la consommation du réseau d'antennes vectorielles introduit en 3.2.1 afin d'en déduire le courant de consommation moyen  $I_{ant}$ , nécessaire à l'estimation d'autonomie. Ce réseau est doté de deux commutateurs RF SP6T HMC252AQS24E et un commutateur RF SP3T HMC245AQS16. Ces deux références sont alimentées en  $+5V_{DC}$  et leur consommation nominale fournie par le constructeur est détaillée dans le Tableau 3.4.

Nous avons mesuré le courant pendant 40 secondes sur l'alimentation d'entrée du réseau d'antennes, sous une alimentation de  $+5V_{DC}$ . Elle a été effectuée de deux manières : sans commuter les antennes avec tous les commutateurs en circuit ouvert (toutes les broches de commande à l'état haut), puis en fonctionnement normal avec un transmetteur envoyant des paquets Bluetooth toutes les 20ms, les antennes commutant

	SP3T	SP6T	$I_{ant}$ théorique
$I_{dd}$ (Typ, mA)	2.2	3.5	9.2

TABLE 3.4: Consommation des commutateurs RF donnée par les constructeurs. Étant donné qu'il y a deux switchs SP6T sur l'antenne, la valeur de  $I_{ant}$  théorique est donc  $2 \times \text{SP6T} + \text{SP3T}$

durant le CTE des paquets. Les statistiques des mesures effectuées sont disponibles dans le Tableau 3.5

	Circuit ouvert	Fonctionnement nominal
Courant moyen	$9.552mA$	$9.604mA$
Écart type courant	$0.1541179\mu A$	$101.902\mu A$
Courant min	$9.552mA$	$9.080mA$
Courant max	$9.553mA$	$10.229mA$
Courant pic à pic	$0.928\mu A$	$1.149mA$
$P_{moy}$	$47.761mW$	$48.023mW$

TABLE 3.5: Mesure de consommation des trois commutateurs du réseau d'antennes

Pour la suite des travaux, on prendra la consommation en fonctionnement nominal comme référence. On observe alors une valeur de  $9.604mA$  assez proche des  $9.2mA$  théoriques (4.39% d'erreur).

### 3.4.4 Application numérique

La puissance d'émission des tags est paramétrée à +4dBm (le maximum possible, pour se placer sur un pire cas), et la taille de leur payload est constante, fixée à 20 octets. Nos tags sont alimentés par le biais de leur régulateur DC/DC intégré, avec une pile lithium SAFT LS14500 de 3.6V d'une capacité nominale de 2.6Ah. La tension d'alimentation chutant en deçà de 80% de la capacité de la pile, on considère généralement que la capacité est limitée à 80% de sa valeur nominale, ce qui donne une capacité utile de 2.08Ah pour notre pile. On obtient les valeurs de  $I_{TX}$ ,  $I_{RX}$ ,  $I_k$  et  $I_{proc}$  à partir du simulateur Nordic. On obtient les valeurs de  $I_{timer}$  et  $I_{sleep}$  à partir de la documentation du constructeur, et la valeur de  $T_{proc}$  est directement mesurée sur la puce. On modélise le protocole de synchronisation comme un échange de paquets Bluetooth advertising connectable toutes les minutes. Les valeurs de  $T_{sync}$  et  $I_{sync}$  sont donc calculées à partir de la durée de transmission d'un paquet, et de la consommation moyenne fournie par le simulateur. Toutes les valeurs numériques utilisées pour fournir les résultats qui suivront sont détaillées dans le Tableau 3.6, ainsi que leur source.

La consommation moyenne sur une heure d'une balise et d'un tag ainsi que leur



Nom	Valeur	Unité	Source
$I_{TX}$	7.8	$mA$	Simulateur
$I_{RX}$	6	$mA$	Simulateur
$I_{sync}$	3.12	$mA$	Simulateur & Calcul
$T_{sync}$	300	$ms$	Simulateur & Calcul
$I_{sleep}$	1.5	$\mu A$	Documentation
$T_p$	2.14	$ms$	Simulateur & Calcul
$I_{timer}$	792	$\mu A$	Documentation
$T_{proc}$	5	$ms$	Mesure
$I_{proc}$	1.7	$mA$	Simulateur
$C_{bat}$	2080	$mAh$	Documentation
$I_k$	[3.4, 1.6, 0.4, 2.8, 7.8, 1.7]	$mA$	Simulateur
$T_k$	[60, 400, 1072, 130, 288, 350]	$\mu s$	Simulateur
$M$	13		Choix

TABLE 3.6: Valeurs numériques utilisées pour la simulation de consommation du système de localisation

autonomie sur notre pile ont été estimées (à l'aide des équations (3.31) et (3.24)), en fonction du nombre de fenêtres d'écoute et de leur durée ( $N_{fe}$  et  $T_{fe}$ ), ainsi que du nombre de tags ( $N_{tag}$ ), et du nombre de paquets que chaque tag émet lors d'une fenêtre ( $N_p$ ). Le Tableau 3.7 présente une synthèse avec plusieurs valeurs des paramètres et la Figure 3.15 un graphique de l'autonomie d'une balise en fonction de la longueur de la fenêtre d'écoute et du nombre de fenêtres.

Au vu du Tableau 3.7, on constate que la consommation du transmetteur est relativement constante et assez faible : un tag pourrait tenir plus d'une dizaine d'années sur une seule pile. Cette estimation est toutefois à mettre en perspective car cela ne prend pas en compte les activités du tag autre que la localisation (mesure de température, maintenance prédictive, etc).

D'un autre côté, la consommation est nettement plus élevée pour les balises et dépend grandement du nombre de fenêtres de localisation. Avec une fenêtre toutes les demi-heures et une centaine de tags, l'autonomie avoisine deux à trois ans sur notre pile. La taille des piles devra donc être dimensionnée en accord avec la fréquence de localisation et le nombre de tags souhaités. On voit également en Figure 3.15 qu'il est préférable doubler la longueur des fenêtres plutôt que de doubler leur fréquence. Ainsi, la fréquence de localisation est un critère critique pour l'aspect basse consommation du système.

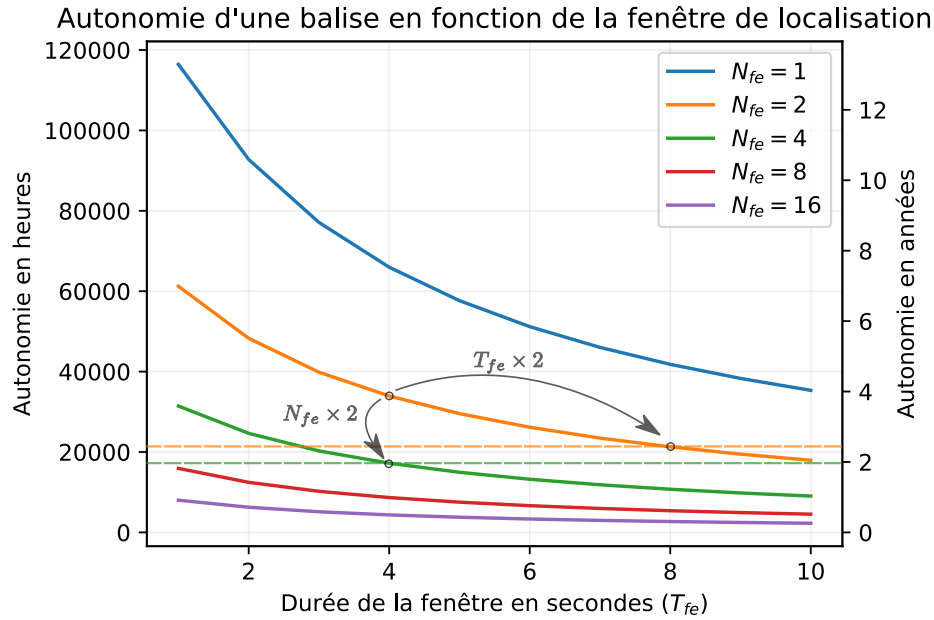


FIGURE 3.15: Autonomie d'une balise en fonction du nombre de fenêtres d'écoute et de leur longueur pour  $N_p = 50$  et  $N_{tag} = 100$

Remarquons que les balises sont plus grandes que les tags du fait de l'intégration du réseau d'antennes, ce qui autorise un stockage d'énergie supérieur, il reste alors possible d'obtenir une autonomie de plusieurs années avec des piles plus grandes que celles des tags.

$T_{fe}$ <i>sec</i>	$N_{fe}$	$N_p$	$N_{tag}$	Tag		Balise	
				$I_{moy}^{(tag)}$ $\mu A$	$A^{(tag)}$ années	$I_{moy}^{(bal)}$ $\mu A$	$A^{(bal)}$ années
5	2	10	12	1.785	133.030	21.217	11.191
5	2	20	100	1.810	131.201	30.266	7.845
5	2	20	1000	1.810	131.201	117.013	2.029
1	10	10	12	1.884	126.005	23.579	10.070
5	10	10	100	1.884	126.005	120.678	1.968
10	10	10	100	1.884	126.005	215.011	1.104
5	50	10	1	2.382	99.683	474.670	0.500
10	50	10	1	2.382	99.683	946.336	0.251
5	50	50	1	4.870	48.758	479.392	0.495
5	50	50	100	4.870	48.758	1068.572	0.222
5	50	50	100	4.870	48.758	1068.572	0.222
5	50	50	100	4.870	48.758	1068.572	0.222
10	50	50	100	4.870	48.758	1540.238	0.154

TABLE 3.7: Estimation de consommation moyenne d'une balise et d'un tag en  $mAh$  pendant une heure ( $I_{moy}^{(bal)}$  et  $I_{moy}^{(tag)}$ ) et de leur autonomie en année ( $A^{(bal)}$  et  $A^{(tag)}$ ), en fonction du nombre de fenêtres d'écoute et de leur durée ( $N_{fe}$  et  $T_{fe}$ ), ainsi que du nombre de tags ( $N_{tag}$ ), et du nombre de paquets que chaque tag émet lors d'une fenêtre ( $N_p$ )

## Conclusion

Ce chapitre présente les contraintes liées à l'implémentation d'une électronique d'acquisition des mesures pour une localisation en intérieur, avec un équipement basse consommation embarqué autonome.

Le protocole Bluetooth ayant été sélectionné précédemment, il a été choisi d'utiliser une communication en utilisant des trames d'advertising Bluetooth. La nécessité d'utiliser un protocole de synchronisation entre les tags et les balises a été mise en évidence, ainsi que les contraintes qu'il doit respecter, sans qu'un protocole particulier n'ait été choisi.

Par la suite, différents composants électroniques pour constituer la chaîne d'acquisition du signal ont été comparés. L'électronique de l'antenne vectorielle utilisée pour cette thèse a été présentée, et le microcontrôleur NRF52811 a été choisi. Une méthode a été présentée pour mesurer le RSSI, le ToA et la phase du signal incident en utilisant ce CI. L'erreur de mesure du ToA a été mesurée et comparée à un modèle, il a été montré que l'erreur est assimilable à une erreur de quantification (due à une horloge de 8 MHz) plus une erreur de mesure (de distribution normale avec  $\sigma = 4.71 m/c_0$ ). Une méthode a également été introduite pour compenser l'erreur de phase due au fait

que le signal n'est pas échantillonné simultanément à chaque antenne.

L'autonomie globale du système final a été modélisée et évaluée. Il a été montré que l'autonomie des balises est plus limitée que celle des tags pour une utilisation autonome sur piles. Cependant, les contraintes sur la taille d'intégration étant moins fortes pour les balises, une batterie de taille supérieure est envisageable, permettant une autonomie de plusieurs années. Plusieurs paramètres influant l'autonomie (fréquence et durée de localisation) ont également été identifiés, permettant de maximiser la durée de vie des balises en fonction des besoins du cas d'usage.

Dans le chapitre 2, les modèles et algorithmes d'optimisation paramétrique nécessaires à l'estimation de position ont été introduits. Dans le chapitre 3, le matériel composant les balises et les tags a été introduit. Le prochain chapitre rassemble ces notions en présentant des simulations et des résultats expérimentaux en conditions réelles de localisation en utilisant notre chaîne d'acquisition.



# Résultats de localisation

---

## Sommaire

---

<b>4.1 Critère de comparaison</b> . . . . .	<b>102</b>
<b>4.2 Simulation</b> . . . . .	<b>102</b>
4.2.1 RSSI . . . . .	102
4.2.2 ToA . . . . .	104
4.2.3 AoA . . . . .	107
<b>4.3 Expérimentation</b> . . . . .	<b>110</b>
4.3.1 Descriptif des mesures . . . . .	110
4.3.2 RSSI . . . . .	111
4.3.3 ToA . . . . .	117
4.3.4 AoA . . . . .	121

---

Ce chapitre évalue les performances du système de localisation présenté précédemment.

En première partie, des simulations sont conduites dans des cas favorables en 4.2, afin de vérifier la convergence des algorithmes d'estimation de position et l'absence de biais dans les estimés.

Dans un second temps, des mesures de RSSI, ToA et AoA sont effectuées, et l'erreur de localisation obtenue avec chaque technique est comparée en 4.3.

## 4.1 Critère de comparaison

Les performances de localisation de chaque méthode seront comparées en utilisant la fonction de répartition de l'erreur de localisation comme critère :

$$f_{d_{err}}(d) = P(d_{err} < d) \quad (4.1)$$

$$\text{avec } d_{err} = \sqrt{(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2} \quad (4.2)$$

Avec :

$f_{d_{err}}$ : La fonction de répartition de l'erreur de localisation	$x$ : L'abscisse réelle $x$ d'un tag quelconque
$d_{err}$ : L'erreur de l'estimé de position d'un tag quelconque	$\hat{y}$ : L'estimation de l'ordonnée $y$ d'un tag quelconque
$\hat{x}$ : L'estimation de l'abscisse $x$ d'un tag quelconque	$y$ : L'ordonnée réelle $y$ d'un tag quelconque

La valeur de  $f_{d_{err}}(d)$  est approchée numériquement en "comptant" le nombre de valeurs de  $d_{err}$  inférieures à  $d$  :

$$f_{d_{err}}(d) \approx \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \begin{cases} 1 & \text{si } \sqrt{(\widehat{x}^{(i)} - x^{(i)})^2 + (\widehat{y}^{(i)} - y^{(i)})^2} < d \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.3)$$

## 4.2 Simulation

Cette section présente des simulations réalisées dans le but de valider les modèles théoriques ainsi que l'algorithme de recherche du maximum de vraisemblance présentés dans le chapitre 2. Les simulations ont été effectuées dans des cas volontairement favorables (pas d'incertitude de mesure), afin de vérifier la convergence de l'algorithme et l'absence de biais dans l'estimé.

### 4.2.1 RSSI

Une scène de localisation a été simulée, comportant quatre balises disposées sur un carré de 10 par 10 mètres, orientées vers le centre de la scène. Trente tags ont été simulés à des coordonnées aléatoires à l'intérieur de la scène de mesure ( $I = 30$ ,  $x^{(i)} \sim \mathcal{U}(0, 10)$  et  $y^{(i)} \sim \mathcal{U}(0, 10)$ ). La Figure 4.1 présente un schéma de la position des différents nœuds.

Des mesures de RSSI par chaque balise ont été simulées à partir de 100 paquets

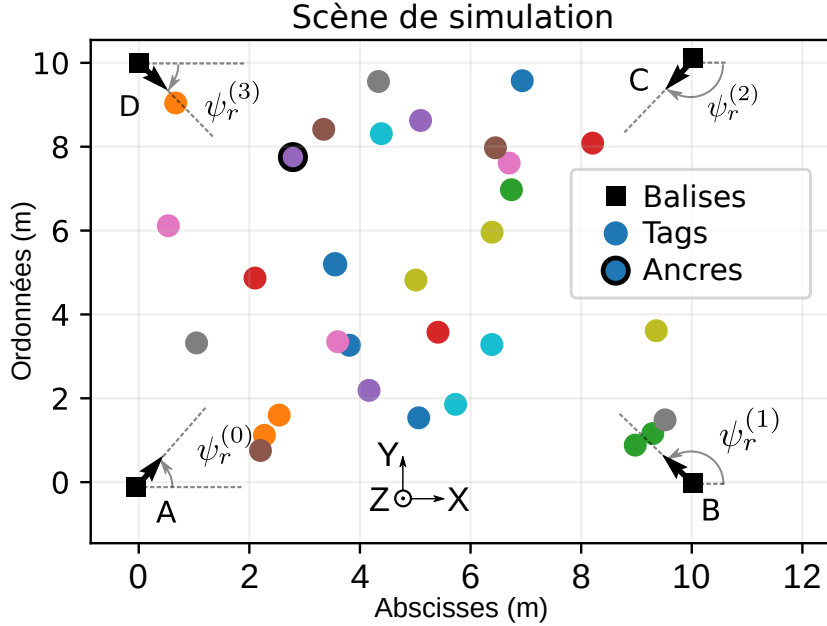


FIGURE 4.1: Schéma de la scène utilisée comme simulation. Chaque couleur correspond à une position différente de tag

transmis par les tags, conformément au modèle de propagation défini en (2.15) :

$$y_{RSSI}^{(j,i,n)} = \underbrace{P_{e|dBm}^{(i)} + G^{(j)} + G^{(i)} - a_0 + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d^{(j,i)}}{d_0}\right)}_{y_{RSSI}^{(j,i,n)}} + \nu^{(j,i,n)} \quad (\text{rappel de 2.15})$$

La puissance d'émission  $P_{e|dBm}^{(i)}$  a arbitrairement été choisie à  $0dBm$  (afin de simplifier les équations), les gains des balises et des tags  $G^{(i)}$  et  $G^{(j)}$  ont été choisis en respectant  $G^{(j)} \sim \mathcal{N}(0, 10^2)$  et  $G^{(i)} \sim q\mathcal{N}(0, 10^2)$ , et une valeur de  $\gamma = 2$  a été choisie pour le coefficient d'atténuation. Cette dernière valeur suppose une propagation sans obstacles, mais n'importe quelle valeur  $1 < \gamma < 3$  aurait pu être choisie afin de simuler un environnement plus ou moins dense. L'incertitude de mesure a été fixée à  $\nu^{(j,i,n)} = 0$  et  $\nu^{(j,i)} = 0$ , afin de vérifier que la position estimée des tags converge bien vers leur position réelle (absence de biais dans l'estimation). Le choix d'un couple  $(a_0, d_0)$  étant arbitraire, leur valeur a été fixée respectivement à  $a_0 = -3 dB$  et  $d_0 = 1$  mètre.

Une estimation par MLE a été effectuée telle que décrite en 1.5.2 B, 2.1.3 et 2.2.1. Le gain  $G^{(j=0)}$  de la première balise a été considéré comme nul afin que le système soit



résoluble (cf 2.2.1), et les paramètres suivants ont été estimés :

$$\theta = \begin{bmatrix} G^{(j=1)} & \dots & G^{(j=3)} \\ G^{(i=0)} & \dots & G^{(i=29)} \\ a_0 & \gamma \\ x^{(0)} & \dots & x^{(29)} \\ y^{(0)} & \dots & y^{(29)} \end{bmatrix}^T \quad (4.4)$$

Avec  $\theta \in \mathbb{R}^{95}$ . La recherche du maximum de vraisemblance  $\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{LL}(\theta | Y)$  a été effectuée par l'algorithme de Gauss-Newton détaillé en 2.1.3 A, en linéarisant  $\overline{Y_{RSSI}}$  à chaque itération  $\hat{\theta}_k$  afin de trouver la direction de descente  $\delta \hat{\theta}_k$ . Un pas de descente de 0.1 a été choisi arbitrairement, tel que  $\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + 0.1 \delta \hat{\theta}_k$ .

La Figure 4.2 présente à chaque itération et pour chaque tag la valeur de  $d_{err}^{(i)}$ , l'erreur de localisation en distance de l'estimé de position du tag  $i$  :

$$d_{err}^{(i)} = \sqrt{(\widehat{x^{(i)}} - x^{(i)})^2 + (\widehat{y^{(i)}} - y^{(i)})^2} \quad (4.5)$$

L'erreur finale maximale étant inférieure à un millimètre, on peut considérer que dans des conditions optimales (sans incertitude sur les mesures dues au bruit de mesure ou au multi-trajets), l'algorithme converge correctement de manière non biaisée.

## 4.2.2 ToA

La scène de localisation utilisée pour les simulations de ToA est la même que présentée précédemment (cf 4.2.1). Le premier tag a été choisi comme ancre (cf 2.3) pour l'estimation de position par ToA (voir Figure 4.1).

Des mesures de ToA ont été simulées sur chaque balise, en suivant le modèle présenté en (2.45) :

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = \underbrace{\alpha^{(j)} \left( \frac{t_{el}^{(i,n)} - \tau^{(i)}}{\alpha^{(i)}} + t_p^{(j,i)} \right) + \tau^{(j)}}_{\overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}} + \nu^{(j,i,n)} + \nu^{(j,i)} \quad (\text{rappel de 2.45})$$

Des valeurs de  $\alpha^{(j)}$  et  $\alpha^{(i)}$  ont été choisies aléatoirement, telles que  $\alpha^{(j)} \sim \mathcal{N}(1, 25\text{ppm}^2)$  et  $\alpha^{(i)} \sim \mathcal{N}(1, 25\text{ppm}^2)$ . Les valeurs de  $\tau^{(j)}$  et  $\tau^{(i)}$  ont également été choisies aléatoirement  $\sim \mathcal{U}(0, 1)$  secondes.  $N = 100$  paquets transmis des tags ont été simulés, envoyés avec une période de 20 ms, impliquant  $0 < t_{el}^{(i,n)} < 2 \text{ sec} \forall (i, n) \in \llbracket 0; 30 \rrbracket \times \llbracket 0; 100 \rrbracket$ . De la même manière que pour le RSSI, l'incertitude de mesure a été fixée à  $\nu^{(j,i,n)} = 0$  et

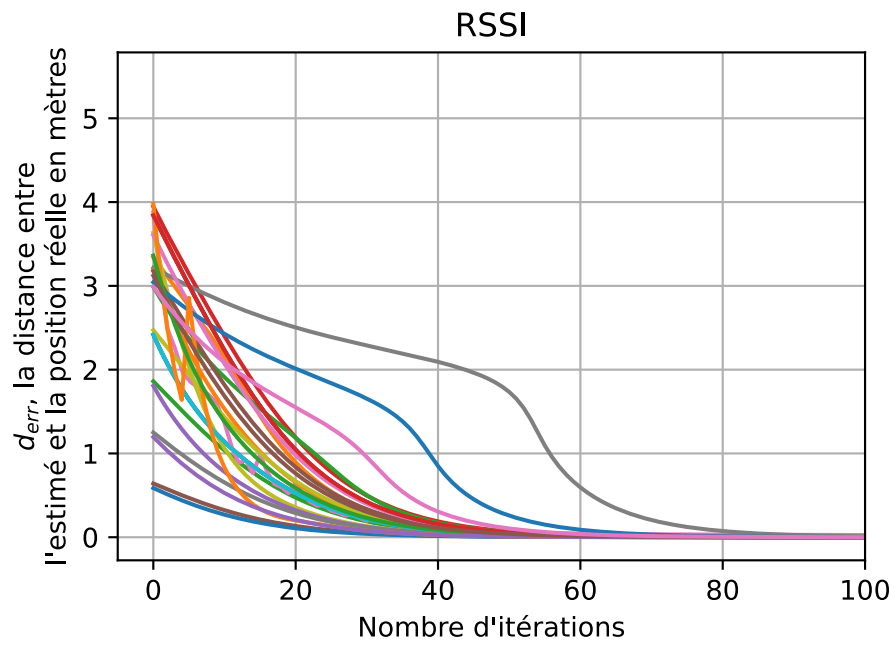


FIGURE 4.2: Convergence de l'estimation de position de chaque tag vers la position réelle pour le RSSI : l'erreur de distance devient nulle pour chacun d'entre eux. Chaque couleur correspond à une position différente de tag

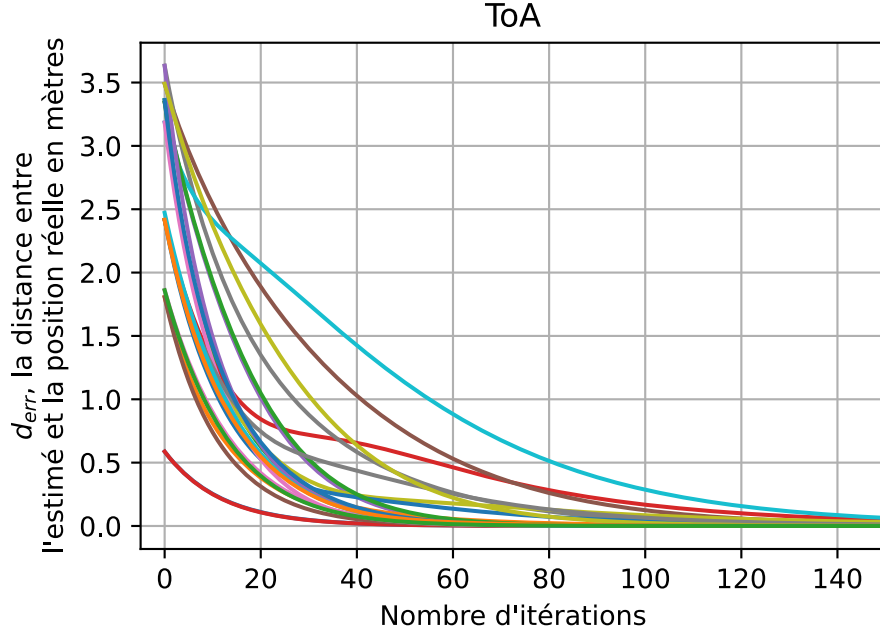


FIGURE 4.3: Convergence de l'estimation de position de chaque tag vers la position réelle pour le ToA : l'erreur de distance devient nulle pour chacun d'entre eux. Chaque couleur correspond à une position différente de tag

$\nu^{(j,i)} = 0$ , afin de vérifier que la position estimées des tags converge bien asymptotiquement vers leur position réelle.

Une estimation par MLE a été effectuée telle que décrite en 1.5.2 B, 2.1.3 et 2.3.2. La dérive d'horloge et le décalage temporel de la première balise ont été considérés comme nul ( $\alpha^{(j=0)} = 0$  et  $\tau^{(j=0)} = 0$ ), afin que le système soit résoluble (cf 2.3.2), et les paramètres suivants ont été estimés :

$$\theta = [\alpha^{(j=1)} \quad \dots \quad \alpha^{(j=3)} \quad \alpha^{(i=0)} \quad \dots \quad \alpha^{(i=29)} \\ \tau^{(j=1)} \quad \dots \quad \tau^{(j=3)} \quad \tau^{(i=0)} \quad \dots \quad \tau^{(i=29)} \\ x^{(0)} \quad \dots \quad x^{(29)} \quad y^{(0)} \quad \dots \quad y^{(29)}]^T \quad (4.6)$$

Avec  $\theta \in \mathbb{R}^{126}$ . La recherche du maximum de vraisemblance  $\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{LL}(\theta | Y)$  a été effectuée par Gauss-Newton en linéarisant  $t_{rl}^{(j,i,n)}$  à chaque itération  $\hat{\theta}_k$  afin de trouver la direction de descente  $\delta \hat{\theta}_k$ . Un pas de descente de 0.1 a été choisi comme pour le RSSI.

De la même manière que précédemment, la Figure 4.3 présente à chaque itération et pour chaque tag la valeur de  $d_{err}^{(i)}$ . L'erreur finale maximale étant inférieure à

un millimètre, on peut considérer que dans des conditions optimales (sans incertitude sur les mesures dues au bruit de mesure ou au multi-trajets), l'algorithme converge correctement.

### 4.2.3 AoA

Des simulations ont également été conduites afin de vérifier l'exactitude de l'estimé de l'angle d'arrivée d'un signal avec l'algorithme MUSIC (présenté en 2.4.2 page 42). Cette vérification s'est déroulée en deux étapes : en simulant un seul signal incident, puis plusieurs signaux cohérents.

#### 4.2.3 A Un seul signal incident

Le modèle du vecteur directeur de l'antenne utilisée dans cette thèse et présentée en 3.3.3 D page 83 a été utilisé pour la simulation des signaux reçus. On rappelle le modèle des signaux reçus défini en (2.57) :

$$X = A(\alpha, \gamma, \eta) \Phi \begin{bmatrix} e^{i\omega 0} & e^{i\omega 1} & \dots & e^{i\omega(N_s-1)} \end{bmatrix} T_s + N \quad (\text{rappel de 2.57})$$

Avec :

$X \in \mathcal{M}_{M, N_s}(\mathbb{C})$  : La matrice contenant l'enveloppe complexe du signal échantillonné à chaque antenne

$A(\alpha, \gamma, \eta) : \mathbb{R}^P \times \mathbb{R}^P \times \mathbb{R}^P \rightarrow \mathcal{M}_{M, P}(\mathbb{C})$  : La réponse du réseau aux  $P$  signaux incidents en phase et en gain en fonction de  $\alpha$

$\alpha \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  angles d'arrivée des signaux incidents :  
 $\alpha = [\alpha_0 \ \dots \ \alpha_{P-1}]^T$

$\gamma \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  valeurs  $\gamma_p$  des signaux incidents (paramètre de polarisation) :  $\gamma = [\gamma_0 \ \dots \ \gamma_{P-1}]^T$

$\eta \in \mathbb{R}^P$  : Le vecteur contenant les  $P$  valeurs  $\eta_p$  des signaux incidents (paramètre de polarisation) :  $\eta = [\eta_0 \ \dots \ \eta_{P-1}]^T$

$N \in \mathcal{M}_{M, N_s}(\mathbb{C})$  : La matrice contenant le bruit de mesure impactant les mesures pour toutes les antennes et tous les échantillons

$\Phi \in \mathbb{C}^P$  : Le vecteur contenant la phase et l'amplitude des  $P$  signaux cohérents incidents

$S \in \mathcal{M}_{P, N_s}(\mathbb{C})$  : La matrice contenant l'enveloppe complexe des  $P$  signaux incidents

Dans le cas d'un seul signal incident ( $P = 1$ ), on obtient  $\alpha, \gamma, \eta \in [0; 2\pi]^3$ , ainsi que  $\Phi \in \mathbb{C}$ . Connaissant  $A(\alpha, \gamma, \eta) \forall (\alpha, \gamma, \eta) \in [0; 2\pi]^3$ , un signal incident a été simulé sur

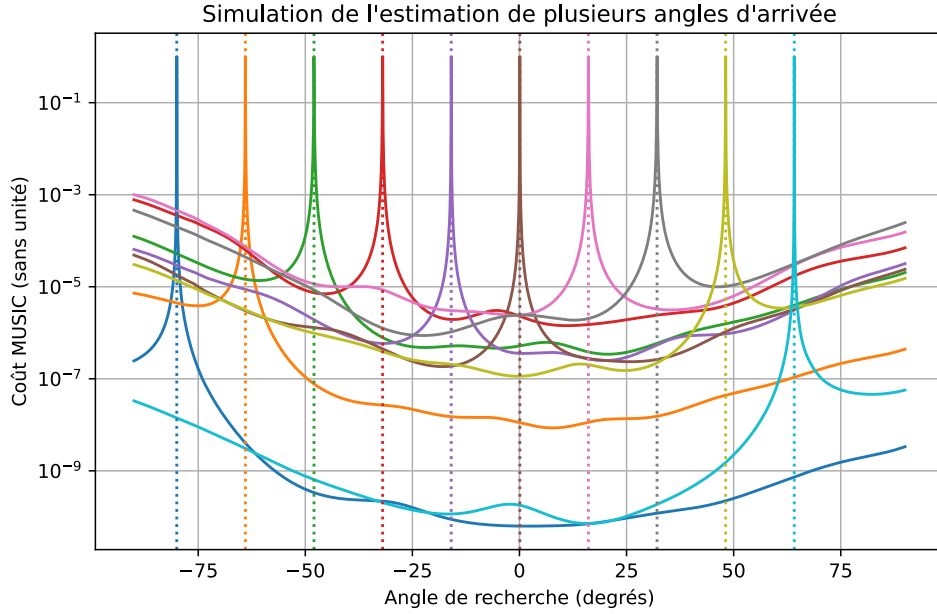


FIGURE 4.4: Simulation de l'estimation d'angle d'arrivée d'un signal incident. Les lignes verticales pointillées correspondent à l'angle réel du signal incident, et les lignes pleines à la valeur de la fonction MUSIC  $\chi(\alpha)$

10 simulations différentes avec un angle d'arrivée variant linéairement entre  $-80^\circ < \alpha < +80^\circ$ . La polarisation a été choisie aléatoirement pour chaque simulation. Une valeur de  $\omega = 0$  a été choisie pour simplifier le calcul (on considère ainsi que le signal reçu est une onde entretenue, ramenée par le récepteur autour de la fréquence nulle par une translation en fréquence). L'incertitude de mesure a été fixée à  $N = 0$ , afin de vérifier que les angles d'arrivée estimés ne soient pas biaisés.

La fonction de coût MUSIC a été évaluée pour  $\alpha, \gamma, \eta \in [-\pi/2; \pi/2] \times [0; 2\pi] \times [0; 2\pi]$ , avec une résolution de  $0.5^\circ$ . La Figure 4.4 montre la valeur de  $\chi(\alpha)$  : la fonction MUSIC sans les dimensions associées à la polarisation :

$$\chi(\alpha) = \max_{\gamma, \eta} (\chi(\alpha, \gamma, \eta)) \quad (4.7)$$

On peut y constater que le maximum de la fonction MUSIC est toujours en  $\hat{\alpha} = \alpha$ . L'erreur maximale absolue d'estimation de l'angle est inférieure à  $0.25^\circ = \frac{0.5^\circ}{2}$ , indiquant qu'il s'agit d'une erreur numérique liée à la résolution de l'évaluation de  $\chi(\alpha, \gamma, \eta)$ .

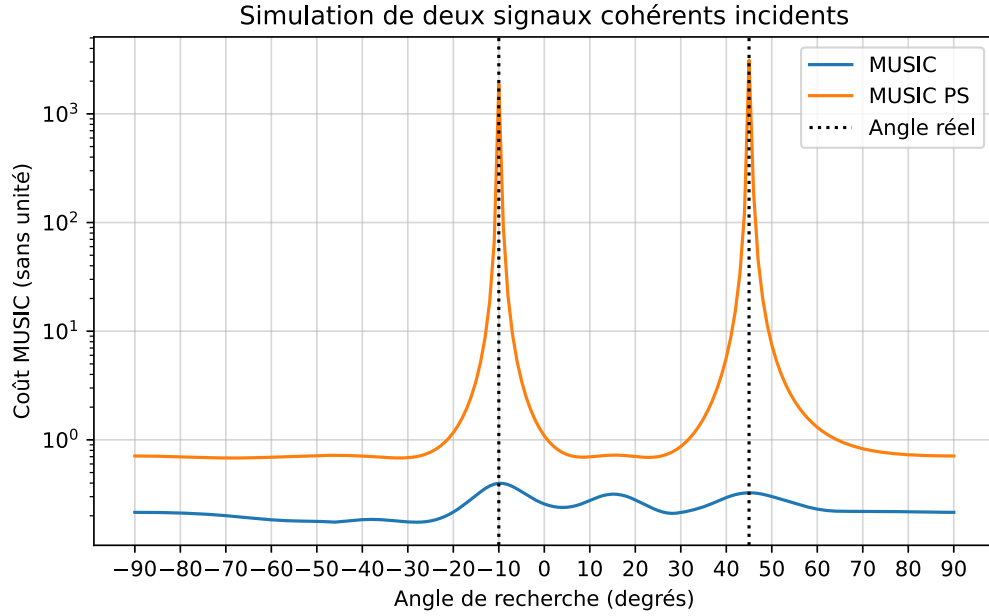


FIGURE 4.5: Estimation de l'angle d'arrivée de deux signaux cohérents en utilisant MUSIC, avec et sans Polarisation Smoothing

#### 4.2.3 B Signaux cohérents

Il est possible de simuler le signal reçu lorsque deux signaux cohérents sont reçus simultanément sur le réseau d'antenne. La simulation est effectuée de la même manière que précédemment, à la différence près que  $P = 2$  et  $(\alpha, \gamma, \eta) \in ([0; 2\pi]^2)^3$ . Il a été arbitrairement choisi  $\alpha = [-10^\circ \quad +45^\circ]^T$ . Les résultats sont comparés entre une estimation en utilisant uniquement l'algorithme MUSIC, et une estimation en utilisant l'algorithme Polarisation Smoothing présenté en 1.3.4 B page 28 afin de décorrélérer les signaux incidents.

Les résultats sont visibles sur la Figure 4.5. Alors qu'aucun bruit de mesure n'est simulé, lorsque PS n'est pas utilisé, l'amplitude des maximums locaux correspondant aux deux signaux incidents se confondent avec les variations de fond de la fonction MUSIC. La recherche des maximums locaux est alors ambiguë, mais l'utilisation de PS permet de résoudre ce problème et de retrouver deux maximums locaux non ambiguës autour des deux angles d'arrivée.

Les simulations de RSSI, ToA et AoA présentées ci-dessus montrent que les algorithmes et les modèles développés précédemment permettent une estimation non biaisée de la position et de l'angle d'arrivée dans le cas où l'incertitude de mesure inexistante.

Ces algorithmes étant maintenant validés dans un cadre théorique, la prochaine section les utilise afin d'évaluer les performances de localisation de notre système dans des conditions d'utilisation réelles.

### 4.3 Expérimentation

Cette section présente les résultats expérimentaux obtenus en termes de précision de localisation pour chaque technique : RSSI, ToA et AoA. La prochaine partie présente les mesures effectuées et les parties 4.3.2, 4.3.3 et 4.3.4 présentent respectivement les résultats obtenus avec le RSSI, ToA et AoA.

Toutes les données expérimentales, les analyses et le code utilisé pour aboutir aux résultats et figures présentés dans ce chapitre sont disponibles sur Figshare et Gitlab [90].

#### 4.3.1 Descriptif des mesures

Des mesures en champ libre ont été effectuées sur un parking d'entreprise de 15 par 12 mètres. Huit tags ont été disposés sur un cadre rigide en bois à 90cm du sol. Le cadre a ensuite été déplacé en six positions différentes, un total de 48 positions ont donc été relevées.

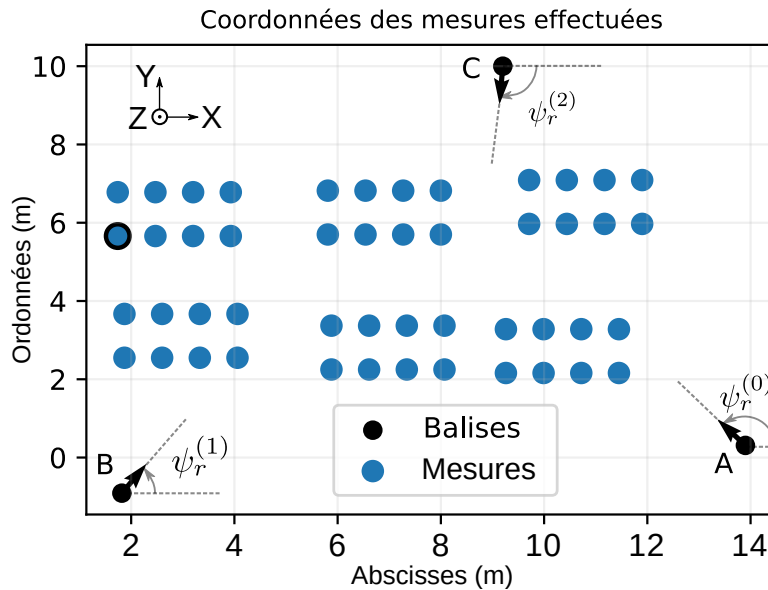


FIGURE 4.6: Carte des mesures effectuées en déplaçant le réseau d'antennes en trois positions : A, B et C. La position entourée en noir est le tag utilisé en ancre pour l'estimation de position par ToA.

Ne disposant que d'un seul réseau d'antennes caractérisé en chambre anéchoïque, les mesures ont été répétées trois fois en changeant à chaque fois la position et l'angle de l'antenne. L'environnement étant maintenu identique entre les mesures (parking vide, etc.), les mesures émulent ainsi les résultats que l'on pourrait obtenir avec trois antennes. On notera ainsi par la suite "Antenne 0", "Antenne 1" et "Antenne 2" les trois positions de l'unique réseau d'antennes. Les coordonnées des points de mesures  $(x^{(i)}, y^{(i)}) \forall i < 48$  ont été relevées à l'aide d'un décimètre et les angles de l'antenne  $\psi_r^{(j)}$  ont été mesurés en relevant les coordonnées du point d'impact d'un laser placé normalement à la surface du réseau d'antennes. Les points de mesure sont représentés en Figure 4.6.

Les transmetteurs sont programmés pour envoyer un paquet advertising Bluetooth avec une période de  $20ms$  et la balise reçoit les paquets émis lors de fenêtres d'écoute de 10 secondes (un équivalent de 500 paquets, bien qu'en moyenne seulement 62% des paquets (soit 310 paquets) aient été reçus à causes d'interférences entre les tags, aucun protocole de synchronisation n'ayant été implémenté).

### 4.3.2 RSSI

La valeur de RSSI mesurée correspond à la mesure analogique effectuée par le NRF52811 entre la réception de l'adresse Bluetooth et le CTE (cf 3.3.1). La puissance d'émission  $P_{e|dBm}^{(i)}$  est fixée à  $0dBm$ , une puissance permettant de recevoir le signal des tags sur toute la surface de l'étude, mais la plus faible possible afin de limiter la puissance des multi-trajets.

#### 4.3.2 A Calibration et modèle de l'erreur de mesure

En mesurant la puissance reçue à chaque balise, nous obtenons des mesures de puissance en fonction de la distance.

On peut rappeler le modèle des mesures des RSSI, détaillé en (2.15) page 44 :

$$y_{RSSI}^{(j,i,n)} = \underbrace{P_{e|dBm}^{(i)} + G^{(j)} + G^{(i)} - a_0 + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d^{(j,i)}}{d_0}\right)}_{\overline{y_{RSSI}^{(j,i,n)}}} + \nu^{(j,i,n)} \quad (\text{rappel de 2.15})$$

Avec :

$y_{RSSI}^{(j,i,n)}$  : La mesure de RSSI du  $n^{\text{ème}}$  paquet du  $i^{\text{ème}}$  tag par la  $j^{\text{ème}}$  balise

$\overline{y_{RSSI}^{(j,i,n)}}$  : Le modèle pour la mesure de RSSI  $y_{RSSI}^{(j,i,n)}$

$P_{e|dBm}^{(i)}$  : La puissance d'émission du tag  $i$  en dBm

$G^{(j)}$  : L'aire effective de l'antenne de la balise  $j$  en dB



$G^{(i)}$  : L'aire effective de l'antenne du tag  $i$  en dB

$a_0$  : L'atténuation à la distance  $d_0$  d'un transmetteur en dB (en dB)

$\gamma$  : L'exposant de perte (*path loss exponent* ou *path loss factor*), qui décrit l'atténuation de la puissance du signal en fonction de la distance dans la pièce (sans unité)

$d^{(j,i)}$  : La distance séparant le transmetteur  $i$  du récepteur  $j$  en mètres

$d_0$  : La distance de référence arbitraire (souvent 1 mètre) à laquelle l'atténuation vaut  $a_0$  dB (en mètres)

$\nu^{(j,i,n)}$  : L'incertitude de mesure. C'est une variable aléatoire de densité  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$

Pour analyser  $\nu^{(j,i,n)}$ , il est nécessaire d'estimer toutes les variables du système.  $y_{RSSI}^{(j,i,n)}$  est connue (c'est la grandeur mesurée) et  $P_{el}^{(i)}$  est connue et fixée à zéro (voir plus haut). Les positions des mesures et des balises étant connues, il est possible de calculer  $d^{(j,i)}$ . On choisit  $d_0 = 1$  pour simplifier l'équation et  $G^{(j=0)} = 0$  car la balise  $j = 0$  est choisie comme référence pour que le système admette une solution (cf 2.2.1 B page 45).

Les vecteurs  $Y_{RSSI}$  et  $\overline{Y_{RSSI}}$  contenant respectivement les mesures et le modèle des mesures sont définis en (2.14) page 44, et le vecteur  $\theta$  contenant les variables à estimer est le suivant :

$$\begin{aligned} \theta = [ & G^{(j=1)}, \dots, G^{(j=J-1)}, \\ & G^{(i=0)}, \dots, G^{(i=I-1)}, \\ & \gamma, a_0, \\ & x^{(0)}, \dots, x^{(I-K-1)}, \\ & y^{(0)}, \dots, y^{(I-K-1)} ]^T \end{aligned} \quad (4.8)$$

Il est alors possible d'estimer les variables restantes par maximum de vraisemblance :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{LL}(\theta \mid Y_{RSSI}) \quad (4.9)$$

La recherche de minimum est effectuée par Gauss-Newton en linéarisant  $\overline{Y_{RSSI}}$  par rapport à  $\theta$  à chaque itération, comme détaillé en 2.1.3 et 2.2.1 :

1. Le vecteur de paramètres  $\hat{\theta}_{k=0}$  est initialisé avec :
  - $G^{(j)} = 0 \forall j \in \llbracket 1; J \rrbracket$
  - $G^{(i)} = 0 \forall i \in \llbracket 0; I \rrbracket$
  - $\gamma = 2$  et  $a_0 = 0$
  - La position des tags est initialisée comme le barycentre des positions des balises :  $x^{(i)} = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} x_r^{(j)}$  et  $y^{(i)} = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} y_r^{(j)} \forall i \in \llbracket 0; I \rrbracket$

2. Pour chaque itération  $J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)$  est calculé en dérivant  $\overline{Y_{RSSI}}$
3. On calcule ensuite  $\Delta\hat{\theta}_k$  le pas de descente :

$$\Delta\hat{\theta}_k = \left( J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T \Sigma^{-1} J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k) \right)^{-1} J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)^T \Sigma^{-1} R_Y(\hat{\theta}_k) \quad (4.10)$$

4. On met à jour  $\hat{\theta}_k$  en calculant  $\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + 0.1 \Delta\hat{\theta}_k$
5. On recommence à l'étape 2 tant que l'algorithme modifie l'estimé, c'est à dire tant que  $\max\left(\frac{\Delta\hat{\theta}_k}{\hat{\theta}_k}\right) > 1.10^{-4}$

On effectue ainsi une calibration du modèle à partir des mesures (cf 2.2.1 A). On peut ensuite afficher le modèle, ainsi que les valeurs mesurées, comme montré en Figure 4.7. On constate alors la bonne calibration du modèle sur les valeurs mesurées.

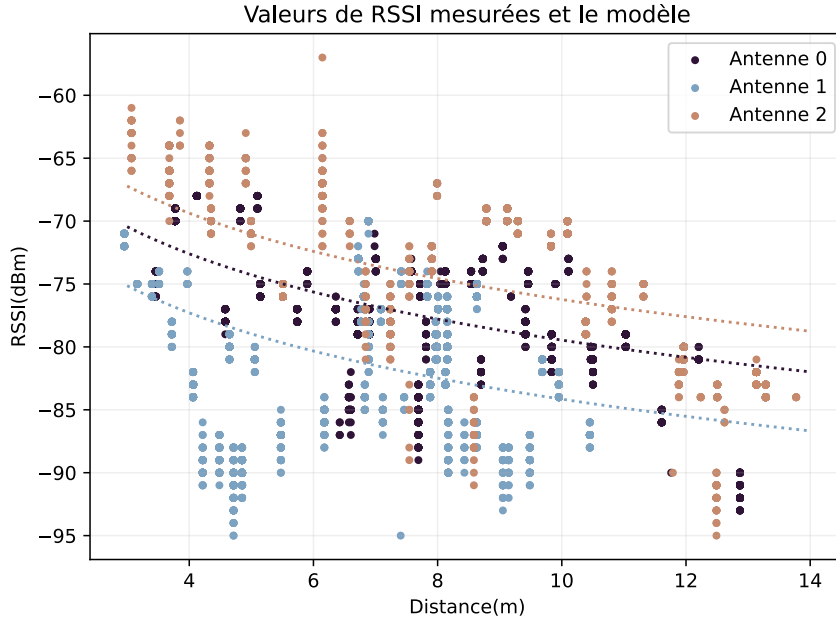


FIGURE 4.7: Mesures de RSSI effectuées en fonction de la distance. Les lignes pointillées représentent le modèle moyen pour chaque antenne :

$$\left( \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{G}^{(i)} \right) + \widehat{G}^{(j)} - \widehat{a}_0 - 10\widehat{\gamma} \log_{10}(d)$$

Puis, une valeur de  $\nu^{(j,i,n)}$  est donnée à partir de la calibration estimée, et sa distribution est donnée en Figure 4.8 :

$$\nu^{(j,i,n)} = \overline{y_{RSSI}^{(j,i,n)}}(\widehat{G}^{(j)}, \widehat{G}^{(i)}, \widehat{a}_0, \widehat{\gamma}) - y_{RSSI}^{(j,i,n)} \quad (4.11)$$

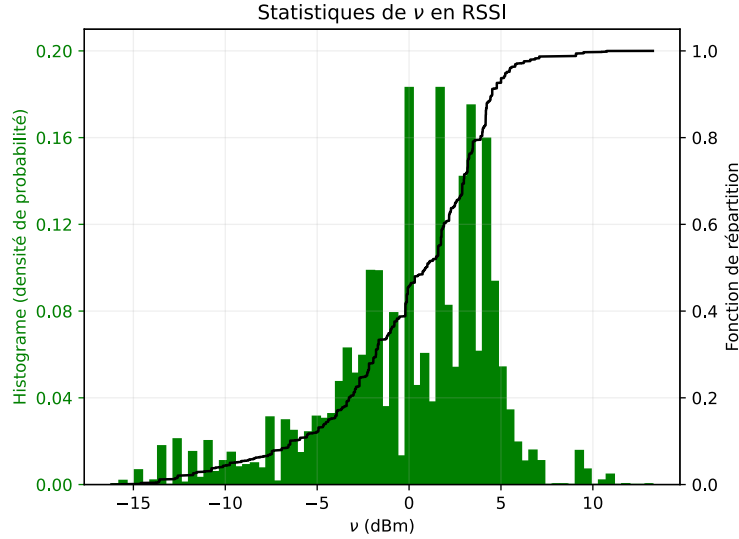


FIGURE 4.8: Distribution de  $\nu^{(j,i,n)}$  pour les RSSIs, obtenue après calibration du modèle à partir des mesures

On observe une valeur médiane de  $0.93m$  et une déviation standard de  $\sigma = 4.88m$ . La densité de probabilité n'est pas symétrique ( $P(\nu^{(j,i,n)} < 0) > P(\nu^{(j,i,n)} > 0)$ ), ce qui s'explique par le fait que le signal ne peut être que atténué par le phénomène d'évanouissement. L'approximation est faite par la suite que  $\nu^{(j,i,n)}$  est de distribution normale  $\mathcal{N}(0.93, 5^2)m$  afin de simplifier les calculs (cf 2.1.3). L'utilisation d'un modèle sans cette approximation est une piste pour de futures recherches, et est détaillé dans les perspectives de ce mémoire.

#### 4.3.2 B Estimation de position et distance

Afin d'évaluer quelle est la précision optimale du système, nous évaluons le système une fois calibré (cf 2.2.1 A). L'ensemble des mesures est alors aléatoirement divisé en deux parties :

- un ensemble dédié à la calibration représentant 30% du total des mesures collectées ;
- le reste des mesures sont utilisées pour l'estimation de la position (70% de l'ensemble) ;

La calibration est alors effectuée de la même manière que décrit en 4.3.2 A, et les valeurs de  $\widehat{G}^{(j)}$ ,  $\widehat{G}^{(i)}$ ,  $\widehat{a}_0$ ,  $\widehat{\gamma}$  sont estimées.

Nous avons comparé deux approches pour l'estimation de position : une approche en deux étapes similaire à ce qui avait été présenté en 1.5.2 A page 33, où la distance est tout d'abord estimée à partir des RSSI et la position déduite des distances par

moindre carrés, et une approche globale avec une estimation par MLE de la position à partir des mesures brutes.

**i Estimation en deux étapes** Pour une estimation de la position en deux étapes, il est nécessaire à partir d'une mesure de RSSI de remonter à la distance équivalente. À partir de (2.15) on trouve :

$$\widehat{d^{(j,i,n)}} = d_0 10^{\frac{y_{RSSI}^{(j,i,n)} - P^{(i)} - \widehat{G^{(i)}} - \widehat{G^{(j)}} + \widehat{a_0}}{10^\gamma}} \quad (4.12)$$

Avec  $\widehat{d^{(j,i,n)}}$  l'estimation de la distance entre le  $i^{\text{ème}}$  tag et la  $j^{\text{ème}}$  balise à partir de la  $n^{\text{ème}}$  mesure . Les valeurs de distance trouvées ont été comparées aux distances réelles. La fonction de répartition de l'erreur entre la distance trouvée et la distance réelle ( $\widehat{d^{(j,i,n)}} - d^{(j,i,n)}$ ) et l'erreur absolue ( $|\widehat{d^{(j,i,n)}} - d^{(j,i,n)}|$ ) sont données en Figure 4.9. Il est ensuite possible de remonter à la position avec une optimisation par moindres carrés :

$$(\widehat{x_{ts}^{(i)}}, \widehat{y_{ts}^{(i)}}) = \arg \min_{x^{(i)}, y^{(i)}} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \widehat{d^{(j,i,n)}} - \sqrt{(x^{(i)} - x_r^{(j)})^2 + (y^{(i)} - y_r^{(j)})^2} \right)^2 \quad (4.13)$$

Avec :

$\widehat{x_{ts}^{(i)}}$  : L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en deux étapes

$\widehat{y_{ts}^{(i)}}$  : L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en deux étapes

La recherche de minimum est effectuée par Gauss-Newton avec le même algorithme que détaillé en 4.3.2 A, mais avec  $\theta = [x^{(0)} \dots x^{(I-K-1)} \ y^{(0)} \dots y^{(I-K-1)}]^T$  et  $Y_{RSSI} = [\widehat{d^{(0,0,0)}} \dots \widehat{d^{(0,0,N-1)}} \dots \widehat{d^{(0,I-1,N-1)}} \dots \widehat{d^{(J-1,I-1,N-1)}}]^T$ .

La fonction de répartition de l'erreur de position estimée est donnée en Figure 4.9 :

$$f_{d_{err}}^{rssi,ts}(d) = P(\sqrt{(\widehat{x_{ts}} - x)^2 + (\widehat{y_{ts}} - y)^2} < d) \quad (4.14)$$

Avec :

$\widehat{x_{ts}}$  : L'abscisse d'un tag quelconque, estimée en deux étapes

$x$  : L'abscisse réelle  $x$  d'un tag quelconque

$\widehat{y_{ts}}$  : L'ordonnée d'un tag quelconque, estimée en deux étapes

$y$  : L'ordonnée réelle  $y$  d'un tag quelconque

**ii Estimation globale** Pour une estimation globale de la position, nous utilisons une optimisation par maximum de vraisemblance. À partir de (2.15) page 112 :

$$\widehat{(x_{os}^{(i)}, y_{os}^{(i)})} = \arg \max_{x^{(i)}, y^{(i)}} \mathcal{LL} \left( x^{(i)}, y^{(i)} \mid y_{RSSI}^{(j,i,n)} \right) \quad (4.15)$$

$$= \arg \min_{x^{(i)}, y^{(i)}} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{n=0}^{N_p-1} (y_{RSSI}^{(j,i,n)} - \overline{y_{RSSI}^{(j,i,n)}}(x^{(i)}, y^{(i)}))^2 \quad (4.16)$$

Avec :

$\widehat{x_{os}^{(i)}}$  : L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en une étape       $\widehat{y_{os}^{(i)}}$  : L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en une étape

La recherche de minimum est effectuée par Gauss-Newton avec le même algorithme que décrit en 4.3.2 A, mais avec :

$$\theta = \left[ x^{(0)} \quad \dots \quad x^{(I-K-1)} \quad y^{(0)} \quad \dots \quad y^{(I-K-1)} \right]^T \quad (4.17)$$

$$Y_{RSSI} = \left[ y_{RSSI}^{(0,0,0)} \quad \dots \quad y_{RSSI}^{(0,0,N)} \quad \dots \quad y_{RSSI}^{(0,I,N)} \quad \dots \quad y_{RSSI}^{(J,I,N)} \right]^T \quad (4.18)$$

La fonction de répartition de l'erreur de position estimée est alors :

$$f_{d_{err}}^{rssl,os}(d) = P(\sqrt{(\widehat{x_{os}} - x)^2 + (\widehat{y_{os}} - y)^2} < d) \quad (4.19)$$

Avec :

$\widehat{x_{os}}$  : L'abscisse d'un tag quelconque, estimée en une étapes       $x$  : L'abscisse réelle  $x$  d'un tag quelconque  
 $\widehat{y_{os}}$  : L'ordonnée d'un tag quelconque, estimée en une étapes       $y$  : L'ordonnée réelle  $y$  d'un tag quelconque

Les positions estimées par l'approche en deux étapes et l'approche globale sont comparées dans la Figure 4.9. L'erreur moyenne est de  $6.58m$ , la médiane de  $4.66m$  et le 80<sup>ème</sup> centile de  $11.12m$ .

Afin de vérifier que les estimés ne soient pas biaisés, il est nécessaire de regarder la

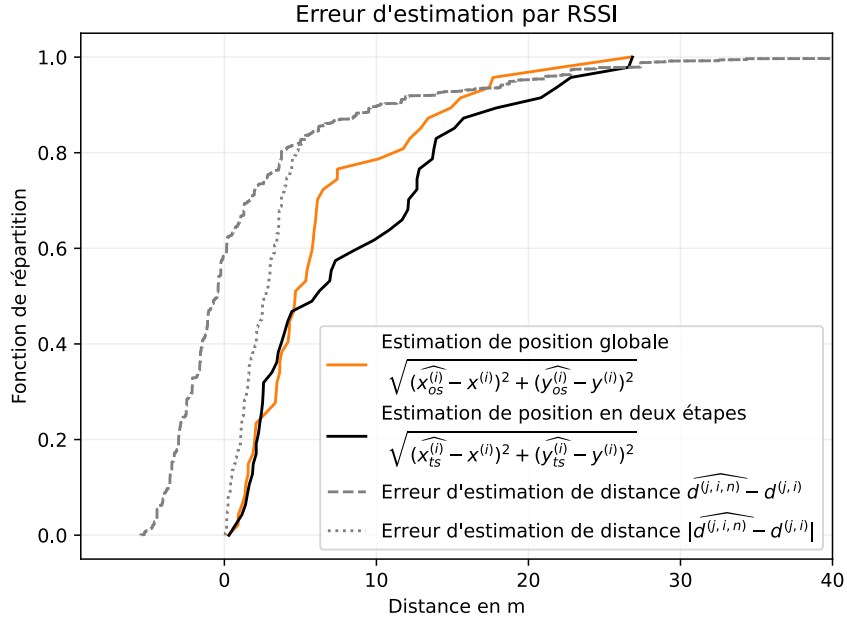


FIGURE 4.9: Statistique de l'erreur et l'erreur absolue de la distance estimée en RSSI

statistique (espérance et variance) de l'erreur des coordonnées :

$$E[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{x^{(i)}} - x^{(i)} \approx -0.44m \quad (4.20)$$

$$\text{Var}[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} (\widehat{y^{(i)}} - y^{(i)}) - E[\hat{x} - x] \approx 16.97m \quad (4.21)$$

$$E[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{y^{(i)}} - y^{(i)} \approx 0.32m \quad (4.22)$$

$$\text{Var}[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} (\widehat{y^{(i)}} - y^{(i)}) - E[\hat{y} - y] \approx 59.90m \quad (4.23)$$

On constate que  $(E[\hat{x} - x], E[\hat{y} - y])$  est faible par rapport à  $(\text{Var}[\hat{x} - x], \text{Var}[\hat{y} - y])$ . Les estimations de position sont donc peu biaisées par rapport à la position réelle.

### 4.3.3 ToA

Ne disposant que d'une seule balise, les mesures ont été répétées en déplaçant la balise en plusieurs positions. Cette manipulation ne pose pas de problèmes pour

l'estimation de position par AoA et RSSI, mais une estimation de position par ToA nécessite que les mesures soient faites au même moment avec toutes les balises, ce qui rend l'estimation de position impossible avec nos mesures. Il reste toutefois possible d'en déduire un modèle de  $\nu^{(j,i,n)}$  en conditions de mesure réelles, et de simuler des données de ToA à partir de ce modèle : c'est l'approche que nous avons utilisé pour fournir une estimation de l'erreur de localisation. Les conditions de simulation ont été choisies pour être les plus proches possibles de l'installation expérimentale utilisée pour le RSSI et l'AoA :

- $\nu^{(j,i,n)}$  est généré en suivant le modèle expérimental détaillé par la suite ;
- les positions des balises et des tags simulées sont identiques aux conditions de tests (cf Figure 4.6 page 110) ;
- la période d'émission des balises est fixée à 20 *ms* et la durée de la fenêtre d'écoute à 10*s*.

L'estimation du modèle de  $\nu^{(j,i,n)}$  est présenté en 4.3.3 A, puis l'estimation de position à partir des données simulées en 4.3.3 B.

#### 4.3.3 A Modélisation de l'incertitude de mesure

On rappelle le modèle du ToA présenté en 2.3.2 :

$$t_{rl}^{(j,i,n)} = \underbrace{\frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} t_{el}^{(i,n)}}_{\mathcal{A}^{(j,i)}} + \underbrace{\left( \alpha^{(j)} t_p^{(j,i)} - \frac{\alpha^{(j)}}{\alpha^{(i)}} \tau^{(i)} + \tau^{(j)} + \nu^{(j,i)} \right)}_{\mathcal{B}^{(j,i)}} + \nu^{(j,i,n)} \quad (4.24)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{t_{rl}^{(j,i,n)}}$

Avec :

$t_{rl}^{(j,i,n)}$ : L'instant de réception du $n^{\text{ème}}$ paquet du transmetteur $i$ par le récepteur $j$ dans son horloge locale $\overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}$ : Le modèle de $t_{rl}^{(j,i,n)}$ $t_{el}^{(i,n)}$ : L'instant d'émission du $n^{\text{ème}}$ paquet du transmetteur $i$ dans son horloge locale	$t_p^{(j,i)}$ : Le temps de vol du signal entre le transmetteur $i$ et le récepteur $j$ ( $t_p^{(j,i)} = d^{(j,i)}/c_0$ ) $\mathcal{A}^{(j,i)}$ : La pente de la régression linéaire dans le modèle de ToA $\mathcal{B}^{(j,i)}$ : Le décalage de la régression linéaire dans le modèle de ToA
--	--

Comme  $t_{el}^{(i,n)}$  est connu car indiqué dans le paquet, il est possible d'estimer  $\mathcal{A}^{(j,i)}$  et  $\mathcal{B}^{(j,i)}$  par régression linéaire à partir de  $t_{rl}^{(j,i,n)}$  (mesuré par la balise). À partir de ces valeurs, l'erreur résiduelle est associée à  $\nu^{(j,i,n)}$  :

$$\nu^{(j,i,n)} = t_{rl}^{(j,i,n)} - \mathcal{A}^{(j,i)} t_{el}^{(i,n)} - \mathcal{B}^{(j,i)} \quad (4.25)$$

Des mesures de  $\nu^{(j,i,n)}$  avaient déjà été effectuées en conduit (cf 3.3.2) (évitant ainsi le multi-trajet), et le modèle ainsi établi est comparé aux mesures faites en conditions de test sur la Figure 4.10.

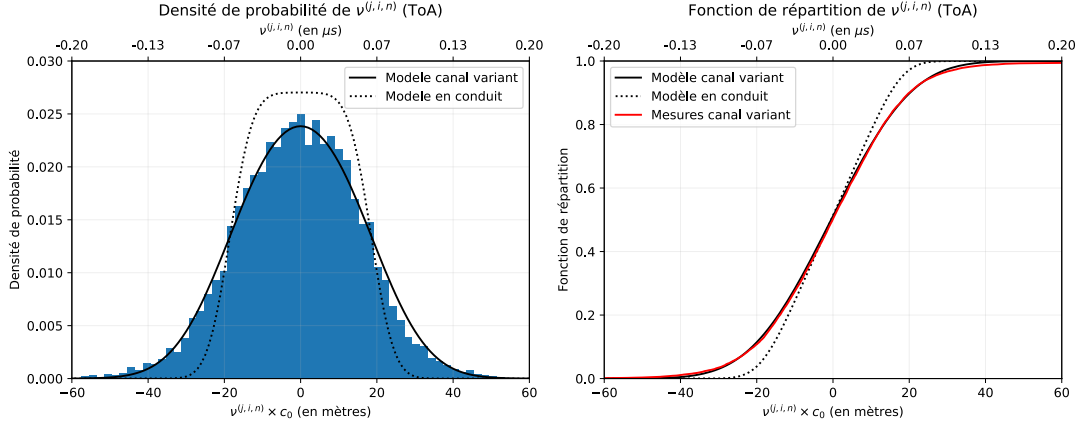


FIGURE 4.10: Fonction de répartition, densité de probabilité de  $\nu^{(j,i,n)}$  et leurs modèle pour les mesures de ToA effectuées en champ libre. Le modèle en conduit (cf 3.3.2) est également affiché en pointillés à titre de comparaison

On peut remarquer que la variance de  $\nu^{(j,i,n)}$  est supérieure à ce qui avait été modélisé précédemment (cf 3.3.2). Cette erreur supplémentaire est due à une variation du canal de propagation sur la durée de la mesure (10sec). Il est possible de modéliser cette variation du canal comme une incertitude de mesure additionnelle de densité normale  $\sim \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$  qui vient s'ajouter au bruit déjà mesuré. À partir de (3.13) page 80 on obtient alors :

$$\nu^{(j,i,n)} \sim \mathcal{U}(0, Q) + \mathcal{N}(0, \sigma_1^2) + \mathcal{N}(0, \sigma_2^2) \quad (4.26)$$

$$\nu^{(j,i,n)} \sim \mathcal{U}(0, (8.10^6)^{-1}) + \mathcal{N}(0, (4.7081/c_0)^2) + \mathcal{N}(0, \sigma_2^2) \quad (4.27)$$

Il est possible de trouver  $\sigma_2$  de la même manière que  $\sigma_1$  par une recherche de moindre carré sur la fonction de répartition (cf 3.3.2). On trouve alors  $\sigma_2 = 10.86m/c_0$ . Le modèle en canal variant est comparé au modèle en conduit sur la Figure 4.10.

Pour de longues fenêtres d'observation (comme ici), une estimation dynamique serait éventuellement plus performante, mais cela n'est pas envisagé dans ce mémoire.



### 4.3.3 B Estimation de position

On définit ainsi  $\theta$  le vecteur des positions de tags à estimer :

$$\theta = \left[ x^{(0)} \quad \dots \quad x^{(I-K-1)} \quad y^{(0)} \quad \dots \quad y^{(I-K-1)} \right]^T \quad (4.28)$$

Comme décrit en 2.3.2, pour estimer la valeur de  $\hat{\theta}$  une régression linéaire a été effectuée à partir des valeurs mesurées de  $t_{rl}^{(j,i,n)}$  et  $t_{el}^{(i,n)}$ . Les valeurs de la pente et du décalage  $\mathcal{A}^{(j,i)}$  et  $\mathcal{B}^{(j,i)}$  ont été rassemblées dans un vecteur de mesures  $Y_{ToA}$  :

$$Y_{ToA} = \left[ \mathcal{A}^{(0,0)}, \quad \dots, \quad \mathcal{A}^{(0,I-1)}, \quad \dots, \quad \mathcal{A}^{(J-1,I-1)}, \right. \\ \left. \mathcal{B}^{(0,0)}, \quad \dots, \quad \mathcal{B}^{(0,I-1)}, \quad \dots, \quad \mathcal{B}^{(J-1,I-1)} \right]^T \quad (4.29)$$

Afin que le système soit résoluble, l'horloge de la première balise a été prise comme référence temporelle ( $\alpha^{(j=0)} = 1$  et  $\tau^{(j=0)} = 0$ , voir 2.3.2 A). On définit alors  $\alpha$  et  $\tau$  les vecteurs contenant les dérivées d'horloges et les décalages temporels des nœuds restants :

$$\alpha = \left[ \alpha^{(j=1)} \quad \dots \quad \alpha^{(j=J-1)} \quad \alpha^{(i=0)} \quad \dots \quad \alpha^{(i=I-K-1)} \right]^T \quad (4.30)$$

$$\tau = \left[ \tau^{(j=1)} \quad \dots \quad \tau^{(j=J-1)} \quad \tau^{(i=0)} \quad \dots \quad \tau^{(i=I-K-1)} \right]^T \quad (4.31)$$

Une estimation par maximum de vraisemblance a été effectuée par recherche de maximum sur la fonction de localisation suivante :

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \mathcal{LL}(\theta \mid Y_{ToA}) \quad (4.32)$$

$$\text{avec } \mathcal{LL}(\theta \mid Y_{ToA}) = \max_{\alpha, \tau} \mathcal{LL}(\theta, \alpha, \tau \mid Y_{ToA}) \quad (4.33)$$

$$= \min_{\alpha, \tau} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{n=0}^{N_p-1} (t_{rl}^{(j,i,n)} - \overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}(\theta, \alpha, \tau))^2 \quad (4.34)$$

Un seul tag a été sélectionné comme ancre ( $K = 1$ ) et sa position n'est donc pas estimée. Il est visible en Figure 4.6 entouré en noir. La recherche de maximum a été réalisée par évaluation numérique de  $\mathcal{LL}(\theta \mid Y_{ToA})$  pour  $x \in [0; 15]$  et  $y \in [0; 12]$  afin de couvrir toute la zone de mesures (voir Figure 4.6 page 110), avec un pas de 0.1 mètres. En chacun de ces points, la recherche de maximum sur  $\mathcal{LL}(\hat{\theta}, \alpha, \tau \mid Y_{ToA})$  est effectuée par l'algorithme de Gauss-Newton détaillé en 4.3.2 A, en linéarisant  $\overline{Y_{ToA}}$  par rapport à  $\left[ \theta \quad \alpha \quad \tau \right]^T$  à chaque itération. La fonction de répartition de l'erreur de position estimée est alors :

$$f_{d_{err}}^{toa}(d) = P(\sqrt{(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2} < d) \quad (4.35)$$

Elle est disponible en Figure 4.12 page 124. L'erreur moyenne est de  $5.16m$ , la médiane de  $7.21m$  et le 80<sup>ème</sup> centile de  $6.97m$ .

De la même manière que pour le RSSI, il est nécessaire de regarder la statistique (espérance et variance) de l'erreur des coordonnées afin de vérifier que les estimés ne sont pas biaisés :

$$E[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{x^{(i)}} - x^{(i)} \approx -1.91m \quad (4.36)$$

$$\text{Var}[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \left( \widehat{y^{(i)}} - y^{(i)} \right) - E[\hat{x} - x] \approx 10.24m \quad (4.37)$$

$$E[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{y^{(i)}} - y^{(i)} \approx 2.74m \quad (4.38)$$

$$\text{Var}[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \left( \widehat{y^{(i)}} - y^{(i)} \right) - E[\hat{y} - y] \approx 5.19m \quad (4.39)$$

On constate que  $(E[\hat{x} - x], E[\hat{y} - y])$  est assez faible par rapport à  $(\text{Var}[\hat{x} - x], \text{Var}[\hat{y} - y])$ . Même si le biais est plus important que pour le RSSI (particulièrement sur l'axe Y), les estimations de position restent faiblement biaisées par rapport à la position réelle.

#### 4.3.4 AoA

##### 4.3.4 A Estimation de l'angle d'arrivée

Un total de plus de 15000 paquets Bluetooth ont été mesurés sur la totalité de l'expérience. Il est possible d'estimer l'angle d'arrivée de chacun de ces paquets individuellement ou de regrouper tous les paquets reçus d'un tag à position fixe pour faire une estimation plus précise de l'angle (cf 3.3.3 B). L'angle d'arrivée a été estimé par une recherche de maximum sur la fonction de coût MUSIC :

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \left( \max_{\gamma, \eta} \chi(\alpha, \gamma, \eta) \right) \quad (4.40)$$

Avec  $\hat{\alpha} \in \mathbb{R}$  l'estimation de l'angle d'arrivée du signal,  $\gamma \in \mathbb{R}$  et  $\eta \in \mathbb{R}$  sa polarisation, et  $\chi$  la fonction de coût de MUSIC définie en (2.61) page 58 :

$$\chi(\alpha, \gamma, \eta) = \left| \frac{1}{a(\alpha, \gamma, \eta)^H Q^H Q a(\alpha, \gamma, \eta)} \right| \quad (4.41)$$

Avec  $a(\alpha, \gamma, \eta)$  le vecteur directeur du réseau d'antennes et  $Q$  la matrice contenant les vecteurs propres de  $R_{XX}$  la matrice de corrélation du signal  $X$  défini en (2.57) page 57.

La recherche de maximum sur  $\chi$  s'est faite par évaluation numérique en prenant des valeurs de  $\alpha \in [-90^\circ; +90^\circ]$  avec un pas de  $1^\circ$  et  $(\gamma, \eta) \in [0; \frac{\pi}{2}]^2$  avec un pas de  $4.5^\circ$ . La Figure 4.11 présente la fonction de répartition de l'erreur d'estimation de l'angle  $f_{\alpha err}$  et de l'erreur absolue  $f_{\alpha err}^{abs}$  :

$$f_{\alpha err}(x) = P(\hat{\alpha} - \alpha < x) \quad (4.42)$$

$$f_{\alpha err}^{abs}(x) = P(|\hat{\alpha} - \alpha| < x) \quad (4.43)$$

On peut y voir que fusionner tous les paquets Bluetooth provenant de la même position de tag permet d'améliorer les performances du système par rapport à une estimation de l'angle d'arrivée de chaque paquet indépendamment.

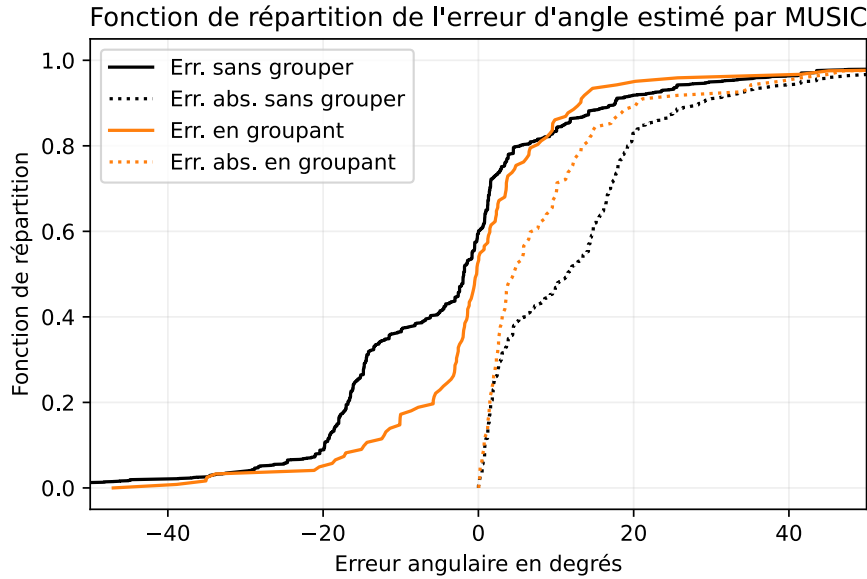


FIGURE 4.11: Statistique de l'erreur de l'angle estimé  $\hat{\alpha} - \alpha$  et de l'erreur absolue  $|\hat{\alpha} - \alpha|$

Afin de déterminer si l'estimation d'angle d'arrivée est biaisée, il est nécessaire de regarder la statistique (espérance et variance) de l'erreur d'angle lorsque les paquets ne sont pas groupés :

$$E[\hat{\alpha} - \alpha] = -2.54m \quad (4.44)$$

$$\text{Var}[\hat{\alpha} - \alpha] = 21.70m \quad (4.45)$$

$$(4.46)$$

On constate que  $E[\hat{\alpha} - \alpha]$  reste faible par rapport à  $\text{Var}[\hat{\alpha} - \alpha]$ , indiquant que les estimations d'angle d'incidence sont faiblement biaisées par rapport à l'angle réel.

### 4.3.4 B Estimation de la position

La position du  $i^{\text{ème}}$  tag est estimée par la recherche de maximum suivante :

$$(\widehat{x^{(i)}}, \widehat{y^{(i)}}) = \arg \max_{x^{(i)}, y^{(i)}} \sum_{j=0}^{J-1} \chi_j(\alpha_j(x^{(i)}, y^{(i)})) \quad (4.47)$$

Avec  $\chi_j(\alpha)$  le coût MUSIC pour un signal arrivant à la balise  $j$  avec un angle  $\alpha$ , et  $\alpha_j(x, y)$  l'angle d'arrivée d'un signal émis depuis le point de coordonnées  $(x, y)$  pour une balise  $j$  située en  $(x_r^{(j)}, y_r^{(j)})$  et orientée de  $\psi_r^{(j)}$  radians (cf Figure 4.6 page 110) :

$$\alpha_j(x^{(i)}, y^{(i)}) = \text{atan2}(y^{(i)} - y_r^{(j)}, x^{(i)} - x_r^{(j)}) - \psi_r^{(j)} \quad (4.48)$$

Avec :

$x^{(i)}$  : L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag en mètres (abscisses)       $y^{(i)}$  : L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag en mètres (ordonnées)

La recherche de maximum a été effectuée par évaluation numérique de  $\chi_j(\alpha_j(x, y))$  pour  $x \in [0; 15]$  et  $y \in [0; 12]$  afin de couvrir toute la zone de mesures (voir Figure 4.6 page 110), avec un pas de 0.1 mètres. La Figure 4.12 montre les résultats obtenus en précision de localisation en utilisant cette méthode. L'erreur moyenne est de 2.15m, la médiane à 1.58m, et le 80<sup>ème</sup> centile de l'erreur est de 3.57m.

De la même manière que pour le RSSI et le ToA, il est nécessaire de regarder la statistique (espérance et variance) de l'erreur des coordonnées afin de vérifier que les estimés ne sont pas biaisés :

$$E[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{x^{(i)}} - x^{(i)} \approx -0.53m \quad (4.49)$$

$$\text{Var}[\hat{x} - x] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} (\widehat{y^{(i)}} - y^{(i)}) - E[\hat{x} - x] \approx 3.36m \quad (4.50)$$

$$E[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} \widehat{y^{(i)}} - y^{(i)} \approx -0.31m \quad (4.51)$$

$$\text{Var}[\hat{y} - y] = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} (\widehat{y^{(i)}} - y^{(i)}) - E[\hat{y} - y] \approx 4.00m \quad (4.52)$$

On constate de la même manière que pour le RSSI et le ToA que les estimés de position sont faiblement biaisés car  $(E[\hat{x} - x], E[\hat{y} - y])$  est faible par rapport à  $(\text{Var}[\hat{x} - x], \text{Var}[\hat{y} - y])$ .

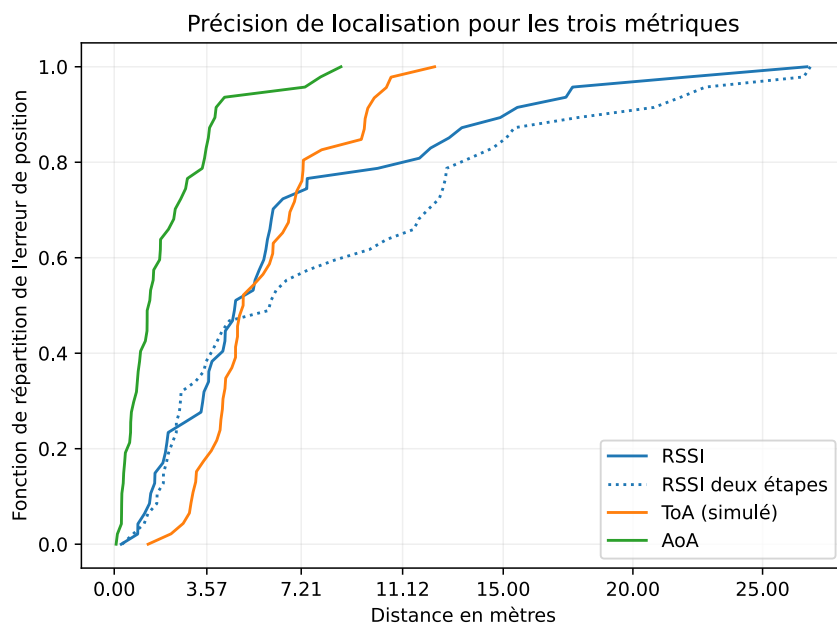


FIGURE 4.12: Fonction de répartition de la distance entre la position estimée et la position réelle pour chacune des trois techniques testées précédemment : RSSI, ToA et AoA.

## Conclusion

Les fonctions de répartition des erreurs des trois métriques sont résumées sur la Figure 4.12. On peut constater que seule l'AoA permet dans nos conditions de tests une précision inférieure à 3 mètres. D'un point de vue théorique, le ToA devrait permettre d'augmenter l'espacement entre les balises en maintenant la même précision de localisation [93]. Cependant, dans le cas d'une mesure par détection d'énergie sur un signal radio Bluetooth, il apparaît que l'erreur de mesure est trop important pour permettre une localisation rivalisant avec la précision de l'AoA. À défaut de pouvoir faire des mesures avec une meilleure résolution temporelle, la précision de localisation du ToA présente de nombreux inconvénients par rapport au RSSI (mesures synchrones entre toutes les balises, grande dimension de l'espace de recherche lors d'une optimisation, instabilité numérique de l'optimisation, etc.), pour un gain de précision faible.

Au vu des expérimentations effectuées lors de cette thèse, il apparaît que dans le cas de fortes contraintes énergétiques et embarquées sur le matériel de mesure, l'AoA permet une précision de localisation accrue par rapport au RSSI et au ToA (lorsque ce dernier ne peut-être mesuré que par détection d'énergie). Le ToA reste préférable par

rapport au RSSI lorsque la distance entre les balises dépasse 10 mètres car l'atténuation de la puissance reçue en fonction de la distance étant logarithmique, les RSSI mesurés varient peu par rapport à la distance au-delà de ces 10 mètres.



# Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était d'évaluer la pertinence d'un système de localisation en intérieur, ultra basse consommation et autonome en énergie, fonctionnant sur le protocole Bluetooth.

Dans un premier temps, l'étude bibliographique a permis d'identifier trois techniques dont les performances ont été comparées :

**RSSI** La mesure de la puissance du signal

**ToA** L'estimation de temps de vol à partir de la mesure du temps de réception

**AoA** L'estimation de l'angle d'arrivée du signal par interférométrie grâce à un réseau d'antenne

Plusieurs architectures de systèmes ont été comparées, catégorisées en fonction du nombre de liens radios nécessaires et de l'endroit où les calculs sont effectués : il en a été déduit qu'une architecture centralisée et en étoile était préférable à notre cas de recherche. Les contraintes industrielles imposaient une utilisation dans un environnement en intérieur de type entrepôt et que l'installation du système soit aisée : ceci a permis de sélectionner une approche par modèle physique plutôt que par apprentissage automatique. La possibilité d'utiliser plusieurs modèles pour simplifier l'estimation de position a été évaluée, mais une estimation de la position en une seule étape permettant une meilleure précision de localisation, une résolution par estimateur à maximum de vraisemblance avec un seul modèle non linéaire a été choisie. La mesure de temps d'arrivée par corrélation ou détection d'énergie ont ensuite été comparées : au vu des possibilités offertes par les circuits intégrés basse consommation du marché, leur faible puissance de calcul et la difficulté d'accéder aux échantillons du signal démodulé, une mesure par détection d'énergie a été choisie, même si la précision de mesure s'en retrouve amoindrie.

Dans un second temps, un modèle physique a été introduit pour le RSSI, le ToA et l'AoA. Il a été constaté pour l'AoA que la résolution du modèle par maximum de vraisemblance était plus coûteuse en puissance de calcul qu'un algorithme standard (MUSIC) qui a donc été préféré. Un modèle permettant de diminuer la quantité d'information échangée entre les équipements radios a été introduit pour le ToA, et une architecture similaire au dTDoA avec des tags à position fixe et connue a été choisie, permettant d'estimer les dérives d'horloges des différents éléments du système. L'algorithme de résolution par maximum de vraisemblance a été présenté pour les trois techniques et plusieurs conditions nécessaires à sa résolution et à sa stabilité ont été trouvées.



En parallèle, une chaîne d'acquisition embarquée a été mise au point pour valider les modèles sur des mesures réelles. Plusieurs microcontrôleurs ont été comparés et le NRF52811 de Nordic Semiconductors a été sélectionné de par son architecture interne. La mesure de RSSI a été effectuée en utilisant un capteur de puissance interne au circuit intégré. Le ToA a été mesuré en utilisant la capture d'un timer déclenché par la réception d'un signal radio, la performance de la mesure a été évaluée expérimentalement et vérifiée conforme à un modèle théorique. Cependant, il a été noté que 0.5% des valeurs étaient aberrantes et que l'erreur de mesure était deux fois plus grande qu'espérée à cause d'une limitation interne de la fréquence d'horloge du CI. La mesure d'AoA a été effectuée grâce à une fonctionnalité dédiée du CI permettant un échantillonnage de la phase. Un réseau d'antennes vectorielles a été développé, commandé par des commutateurs RF, et sa réponse en phase et gain en fonction de l'angle d'incidence et de la polarisation du signal a été mesurée en chambre anéchoïque. Il a été remarqué que le fait que la mesure ne se fasse pas simultanément sur toutes les antennes introduit un déphasage sur chaque antenne. Ce problème a été résolu en comparant le signal reçu à chaque antenne avec une extrapolation du signal reçu sur la première antenne.

Par la suite, les performances énergétiques et la précision de localisation du système ont été évaluées. La consommation du microcontrôleur a été estimée à partir d'un simulateur fourni par le constructeur. Les valeurs de courant moyen fournies par ce simulateur ont été comparées à des mesures expérimentales provenant d'une étude indépendante et une erreur relative de l'ordre de 3% à 10% a été trouvée. En supplément de cette première vérification, l'énergie totale d'un paquet Bluetooth estimée par le simulateur a été comparée à des mesures expérimentales et une erreur relative de 4% a été mesurée, indiquant qu'il est suffisamment précis pour une estimation de l'autonomie. Plusieurs scénarios de consommation ont été proposés, faisant varier le nombre et la durée de fenêtres d'écoute par heure, ainsi que le nombre de tags à localiser. Un modèle du courant moyen en fonction du scénario d'utilisation est ensuite présenté, permettant de déduire une autonomie à partir d'une capacité de pile et de la mesure de la consommation du réseau d'antennes. Avec une batterie de 2.08Ah il a été montré que l'autonomie d'un tag est supérieure à 10 ans dans toutes les configurations testées sans prendre en compte les éventuelles activités autres que la localisation. Du côté de la balise, l'autonomie trouvée dépend essentiellement de la quantité de fenêtres de localisation par jour et de leur durée. Il a été montré qu'il est préférable de réduire la fréquence des fenêtres plutôt que leur durée pour atteindre l'autonomie souhaitée. Une durée de vie de plusieurs années reste toutefois possible avec une localisation toutes les dix minutes en augmentant la taille de la batterie par rapport aux tags.

Dans un dernier temps, la performance de localisation des trois techniques présentées ci-dessus a été évaluée par la fonction de répartition de la distance entre la position estimée et la position réelle. Des simulations ont été conduites afin de vérifier la conver-

gence des algorithmes d'estimation paramétrique présentés auparavant. Il a été montré que lorsque l'incertitude de mesure est nulle, l'estimation convergeait bien de manière non biaisée.

Par la suite, des mesures expérimentales ont été effectuées. Il est important de signaler que ne disposant que d'une seule balise, les mesures ont été répétées à différentes positions et orientations de la balise. Une localisation par ToA n'a ainsi pas pu être effectuée car cette technique nécessite une mesure simultanée par toutes les balises. Cependant, un modèle de l'incertitude de mesure a pu être établi à partir des données récupérées, confronté au modèle précédemment établi en conduit, et des mesures permettant une localisation ont été simulées en utilisant ce modèle de bruit. Le bruit de mesure en condition réelle était supérieur à celui précédemment trouvé en conduit, ceci étant dû au fait que les mesures ont été effectuées sur  $10sec$ , durée pendant laquelle le canal n'est pas constant.

La précision de localisation trouvée pour le ToA est similaire à celle du RSSI avec une erreur inférieure à 7 mètres pour 75% des mesures, alors que l'AoA permet une erreur inférieure à 3 mètres dans le même cas. L'AoA semble être une solution de choix pour les applications nécessitant une bonne précision de localisation, au prix d'une complexité matérielle et d'un prix des balises accrus. Pour des applications où la précision est moins critique, le RSSI peut-être un candidat suffisant étant donné sa complexité et son coût réduit. Le ToA ne présente pas un fort intérêt dans nos conditions de test : il est complexe à mettre en œuvre, nécessite des tags à positions fixes, de multiples mesures, son MLE est plus complexe et moins stable, le tout pour un gain de précision assez faible par rapport au RSSI. La Figure 4.13 présente un résumé subjectif du champ d'application de chaque technique en fonction de la précision de localisation souhaitée, et de l'espacement entre les balises.

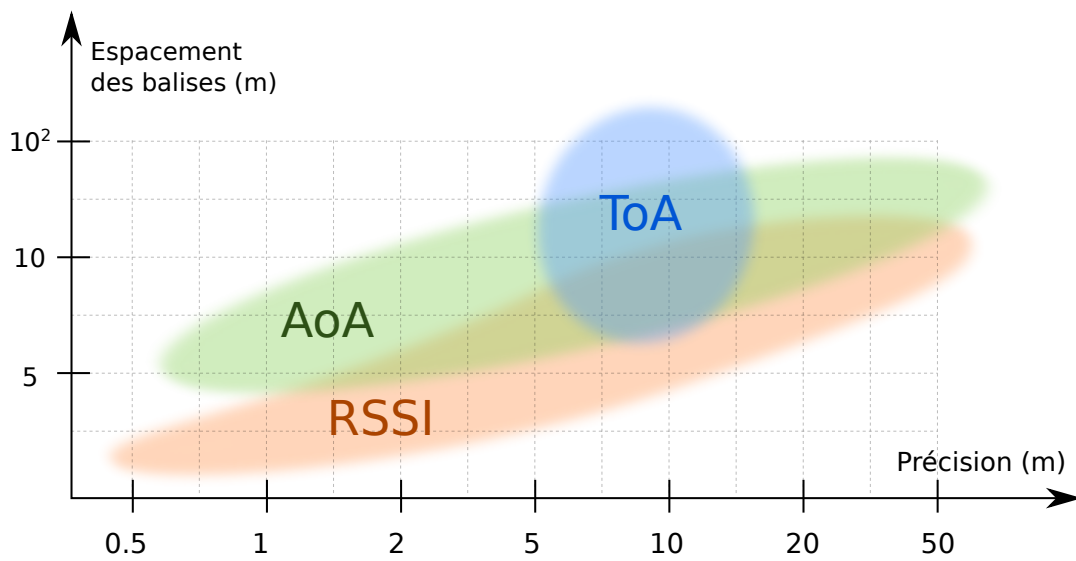


FIGURE 4.13: Abaque de précision pour chacune des trois techniques : RSSI, ToA et AoA

# Perspectives

Cette thèse démontre la faisabilité d'un système de localisation en intérieur ultra basse consommation et autonome en énergie. Dans la continuité de ces travaux, plusieurs obstacles rencontrés dessinent des perspectives de recherche :

## Fusion de mesures hétérogènes

Le chapitre 2 présente un modèle d'estimation paramétrique par maximum de vraisemblance permettant de remonter à une position à partir de mesures de RSSI, de ToA ou d'AoA. La possibilité d'utiliser conjointement plusieurs types de mesures (fusion des mesures) a été rapidement abordé en section 2.5. La fusion de mesures hétérogènes pour la localisation en intérieur est un sujet répandu qui a déjà fait l'objet de beaucoup de recherches. Par exemple, la fusion grâce à un filtre de Kalman entre les données d'une centrale inertielle et des mesures de RSSI (comme effectué par les auteurs de [8]) permet un gain significatif de précision.

Comme il a été montré dans ce mémoire, la possibilité de mesurer simultanément les RSSI, ToA et AoA sur un même signal avec une électronique contrainte et ultra basse consommation ouvre la perspective de fusionner à moindre effort plusieurs de ces mesures. Certaines études se penchent déjà sur une telle fusion, on peut citer [24] pour une fusion par filtre de Kalman entre le ToA et le RSSI, ou [94] pour une fusion ToA et AoA.

Une première étape serait la fusion entre RSSI et AoA. En combinant une modélisation du vecteur directeur de l'antenne mesuré en chambre anéchoïque comme décrit en 2.4.1 page 54 avec le modèle d'atténuation en de la puissance LDPL introduit en 1.2.1 A, il est envisageable de définir un modèle de maximum de vraisemblance hybride RSSI/AoA. Il serait alors possible avec un seul réseau d'antennes vectorielles d'estimer une position à partir des mesures d'amplitude et de phase du signal sur chaque élément du réseau.

## Mesure par corrélation du ToA sur matériel contraint

Comme expliqué en 1.2.1 B, la mesure du ToA par corrélation permet une bien meilleure résolution, mais nécessite un accès aux échantillons bruts du signal. Lors de tests avec un matériel de prototypage SDR, l'erreur de mesure de ToA que nous obtenions était inférieure à une dizaine de mètres, contrairement à une vingtaine de mètres avec une mesure par détection d'énergie.

Avec du matériel contraint comme le NRF52811, l'accès aux échantillons IQ est limité : ils ne peuvent être récupérés que lors du CTE. Or le CTE étant une onde entretenue, sa largeur de bande est nulle et il est impossible de déterminer son instant d'arrivée. Cependant, le NRF52811 offre la possibilité de démarrer l'échantillonnage dès que l'adresse du transmetteur a été décodée, c'est-à-dire pendant la transmission des données. Il serait alors possible de choisir un contenu pour le paquet Bluetooth tel que, une fois le blanchiment (*whitening*) des bits effectués, une séquence de corrélation (tel un code de Barker) apparaisse dans le signal modulé. En récupérant les échantillons IQ de ce signal modulé, il serait alors possible d'affiner la mesure du ToA avec une corrélation.

En augmentant la durée du CTE au sein du paquet et en le séparant en deux parties : une modulée et une en onde entretenue, une mesure de ToA corrélé et d'AoA peuvent être effectuées simultanément, ouvrant la possibilité de fusionner les deux mesures.

## Amélioration du modèle pour estimateur à maximum de vraisemblance pour le RSSI et ToA

Dans le chapitre 2, plusieurs hypothèses ont été prises. Ainsi, il a été supposé que l'incertitude de mesure était non covariant, de densité normale centrée en zéro. Or il a été montré en 4.3.2 A et 4.3.3 A que ce n'était pas le cas, le modèle est en réalité plus complexe. Cette approximation permet de simplifier les calculs en retombant sur une résolution par moindres carrés (cf 2.1.3 page 42), mais une résolution du maximum de vraisemblance avec un bruit de densité arbitraire reste possible. S'il n'est pas possible de modéliser le bruit à partir loi de probabilités usuelles comme pour le ToA dans ce mémoire (cf 4.3.3 A page 118), il reste possible d'utiliser une interpolation par parties ou une représentation polynomiale de la fonction de répartition mesurée expérimentalement.

De plus, le modèle présenté dans ce mémoire pour le RSSI et le ToA peut-être amélioré en prenant en compte plusieurs points :

- le biais de l'erreur de mesure : en effectuant des mesures de RSSI à l'aide d'un équipement de mesure et d'émission calibré, de ToA avec un équipement dont l'instant d'émission est précisément connu on pourrait alors mettre en évidence un éventuel biais dans les mesures du NRF52811 ainsi que sa statistique, permettant d'améliorer le modèle ;
- la covariance de l'incertitude de mesure due au multi-trajets : pour une même position du tag et des balises et une durée de mesure relativement faible, l'impact des multi-trajets reste relativement constant. Ils rajoutent ainsi un offset aux mesures de RSSI à cause de l'évanouissement (cf 1.3 page 21) et un retard constant et positif au ToA. Les mesures effectuées dans une même configuration

de multi-trajets sont donc covariantes. (la simplification pour passer de (2.12) à (2.12) page 44 ne peut alors pas être faite).



# Production scientifique

Tolza, X., Acco, P., Fourniols, J. Y., Soto-Romero, G., Escriba, C., & Bracq, M. (2019). *Optimal uncalibrated RSS indoor positioning and optimal reference node placement using cramer-rao lower bound*. Journal of Sensors, 2019. <https://doi.org/10.1155/2019/5494901>

Tolza, X., Acco, P., & Fourniols, J.-Y. (2018). *Impact of calibration on indoor positioning precision*. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), November, 1–3. <https://hal.laas.fr/hal-01887434>

Tolza, X., Soto-Romero, G., Fourniols, J. Y., & Acco, P. (2017). *Preliminary study : IMU system validation for real-time feedback on swimming technique*. Computer Methods in Biomechanics and Biomedical Engineering, 20(June 2018), 203–204. <https://doi.org/10.1080/10255842.2017.1382933>





# Bibliographie

- [1] R. Mautz, "Overview of current indoor positioning systems," *Geodesy and Cartography*, vol. 35, no. 1, pp. 18–22, 2009. (Cit  en pages 1 et 18.)
- [2] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, "Survey of wireless indoor positioning techniques and systems," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics Part C : Applications and Reviews*, vol. 37, no. 6, pp. 1067–1080, nov 2007. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/4343996/> (Cit  en pages 1, 18, 20 et 34.)
- [3] L. Liao, K. Lin, X. Wang, X. Lai, and S. T. Vuong, "WiFi positioning overview," *International Journal of Communication Networks and Distributed Systems*, vol. 7, no. 3-4, pp. 229–248, 2011. (Cit  en page 1.)
- [4] J. S. Lee, Y. W. Su, and C. C. Shen, "A comparative study of wireless protocols : Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, vol. 4, no. 6, pp. 46–51, 2007. (Cit  en pages 1, 19 et 20.)
- [5] D. Devanshi, S. Agrawal, and S. Singh, "Indoor Localization based on Bluetooth Technology : A Brief Review," *International Journal of Computer Applications*, vol. 97, no. 8, pp. 31–33, 2014. (Cit  en page 1.)
- [6] N. Kim and Y. Kim, "Indoor Positioning System with IMU , Map Matching and Particle Filter," *Recent Advances in Electrical Engineering and Computer Science*, pp. 41–47, 2015. (Cit  en page 2.)
- [7] A. R. Jim nez, F. Seco, C. Prieto, and J. Guevara, "A comparison of pedestrian dead-reckoning algorithms using a low-cost MEMS IMU," in *WISP 2009 - 6th IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing - Proceedings*, 2009, pp. 37–42. (Cit  en page 2.)
- [8] W. W. L. Li, R. A. Iltis, and M. Z. Win, "A smartphone localization algorithm using RSSI and inertial sensor measurement fusion," *GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 3335–3340, 2013. (Cit  en pages 2, 30 et 131.)
- [9] V. Filonenko, C. Cullen, and J. D. Carswell, "Indoor positioning for smartphones using asynchronous ultrasound trilateration," *ISPRS International Journal of Geo-Information*, vol. 2, no. 3, pp. 598–620, jun 2013. [Online]. Available : <http://www.mdpi.com/2220-9964/2/3/598> (Cit  en pages 6 et 30.)
- [10] K. Yu and I. Oppermann, "Performance of UWB position estimation based on time-of-arrival measurements," *2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems ; Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Joint UWBST and IWUWBS 2004*, no. June 2014, pp. 400–404, 2004. (Cit  en pages 6, 20 et 30.)

- [11] L. Mainetti, L. Patrono, and I. Sergi, "A survey on indoor positioning systems," *2014 22nd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks, SoftCOM 2014*, pp. 111–120, 2014. (Cité en page 7.)
- [12] T. Sanpechuda and L. Kovavisaruch, "A review of RFID localization : Applications and techniques," *5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2008*, vol. 2, pp. 769–772, 2008. (Cité en page 7.)
- [13] Apple, "iBeacon developer," 2020. [Online]. Available : <https://developer.apple.com/ibeacon/> (Cité en page 8.)
- [14] FFLY4U, "FFLY4U." [Online]. Available : <https://ffly4u.com/> (Cité en page 8.)
- [15] Quuppa, "Q17 Locator." [Online]. Available : <https://quuppa.com/q17> (Cité en page 8.)
- [16] Ubisense, "Dimension4." [Online]. Available : <https://ubisense.com/dimension4> (Cité en page 8.)
- [17] F. Lassabe, P. Canalda, P. Chatonnay, F. Spies, and O. Baala, "A Friis-based calibrated model for WiFi terminals positioning," *Proceedings - 6th IEEE International Symposium on a World of Wireless Mobile and Multimedia Networks, WoWMoM 2005*, pp. 382–387, 2005. (Cité en page 9.)
- [18] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, 1993. (Cité en page 9.)
- [19] B. Sujak, D. Ghodgaonkar, B. Ali, and S. Khatun, "Indoor Propagation Channel Models for WLAN 802.11b at 2.4GHz ISM Band," in *2005 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, vol. 2005. IEEE, 2005, pp. 373–377. [Online]. Available : <http://www.cse.unt.edu/~rakil/Tum05.pdf><http://ieeexplore.ieee.org/document/1607846/> (Cité en page 9.)
- [20] T. Wysocki, "Characterisation of the Indoor Radio Propagation Channel at 2.4 GHz," *Journal of Telecommunications and Information Technology*, vol. 1, pp. 3–4, 2000. [Online]. Available : <http://www.elec.uow.edu.au/staff/wysocki/publications/J4.pdf> (Cité en page 9.)
- [21] A. A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987. (Cité en pages 9, 21 et 22.)
- [22] S. Jung, C. O. Lee, and D. Han, "Wi-Fi fingerprint-based approaches following log-distance path loss model for indoor positioning," *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals, IMWS-IRFPT 2011*, 2011. (Cité en page 9.)
- [23] L. Svilainis, K. Lukoseviciute, V. Dumbrava, and A. Chaziachmetovas, "Subsample interpolation bias error in time of flight estimation by direct correlation in digital

- domain,” *Measurement : Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 46, no. 10, pp. 3950–3958, 2013. (Cité en pages 10 et 13.)
- [24] D. Giovanelli, E. Farella, D. Fontanelli, and D. MacLi, “Bluetooth-Based Indoor Positioning Through ToF and RSSI Data Fusion,” *IPIN 2018 - 9th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, no. September, pp. 24–27, 2018. (Cité en pages 11, 21, 30, 76 et 131.)
- [25] S. Gezici, “A Survey on Wireless Position Estimation,” *Wireless Personal Communications*, vol. 44, no. 3, pp. 263–282, feb 2008. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/s11277-007-9375-z> (Cité en pages 13, 33 et 35.)
- [26] Rohde & Schwarz, “Introduction into Theory of Direction Finding,” *Radiomonitoring & Radiolocation*, pp. 26–49, 2010. [Online]. Available : <http://www.rohde-schwarz-ad.com/docs/ewtest/intro{ }theory{ }of{ }direction{ }finding.pdf> (Cité en pages 14 et 15.)
- [27] R. Pohlmann, S. Zhang, T. Jost, and A. Dammann, “Power-based direction-of-arrival estimation using a single multi-mode antenna,” in *2017 14th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC)*, vol. 2018-Janua. IEEE, oct 2017, pp. 1–6. [Online]. Available : <http://arxiv.org/abs/1706.09690>{ }0A<http://dx.doi.org/10.1109/WPNC.2017.8250056><http://ieeexplore.ieee.org/document/8250056/> (Cité en page 14.)
- [28] F. Belloni, *Signal processing for arbitrary sensor array configurations : theory and algorithms*, 2007. (Cité en page 15.)
- [29] X. Yang, Y. Wang, P. Charge, and Y. Ding, “An efficient DOA estimation method for co-prime linear arrays,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 90 874–90 881, 2019. (Cité en page 17.)
- [30] S. Holm and C. I. C. Nilsen, “Robust ultrasonic indoor positioning using transmitter arrays,” in *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2010 - Conference Proceedings*, 2010, pp. 15–17. [Online]. Available : <http://www.sonitor.com> (Cité en page 18.)
- [31] V. Filonenko, C. Cullen, and J. Carswell, “Investigating ultrasonic positioning on mobile phones,” in *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2010 - Conference Proceedings*, 2010. [Online]. Available : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5648235/> (Cité en page 18.)
- [32] C. Medina, J. C. Segura, and Á. De la Torre, “Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 13, no. 3, pp. 3501–3526, 2013. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/1424-8220/13/3/3501> (Cité en page 18.)
- [33] J. A. Paredes, F. J. Álvarez, T. Aguilera, and J. M. Villadangos, “3D indoor positioning of UAVs with spread spectrum ultrasound and time-of-flight

- cameras,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, no. 1, 2018. [Online]. Available : [www.mdpi.com/journal/sensors](http://www.mdpi.com/journal/sensors) (Cité en page 18.)
- [34] M. Yasir, S. W. Ho, and B. N. Vellambi, “Indoor positioning system using visible light and accelerometer,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 19, pp. 3306–3316, 2014. [Online]. Available : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6868970/> (Cité en page 18.)
- [35] Y. S. Kuo, P. Pannuto, K. J. Hsiao, and P. Dutta, “Luxapose : Indoor positioning with mobile phones and visible light,” in *Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MOBICOM*. Association for Computing Machinery, sep 2014, pp. 447–458. (Cité en page 18.)
- [36] Z. Zhou, “Indoor positioning algorithm using light-emitting diode visible light communications,” *Optical Engineering*, vol. 51, no. 8, p. 085009, 2012. [Online]. Available : <https://www.researchgate.net/publication/258688442> (Cité en page 18.)
- [37] G. Nagymáté and R. M. Kiss, “Motion capture system validation with surveying techniques,” in *Materials Today : Proceedings*, vol. 5, no. 13. Elsevier Ltd, jan 2018, pp. 26 501–26 506. (Cité en page 18.)
- [38] C. Yang and H.-r. Shao, “WiFi-based indoor positioning,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 150–157, mar 2015. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7060497/> (Cité en pages 20 et 30.)
- [39] R. Ma, Q. Guo, C. Hu, and J. Xue, “An Improved WiFi Indoor Positioning Algorithm by Weighted Fusion,” *Sensors*, vol. 15, no. 9, pp. 21 824–21 843, aug 2015. [Online]. Available : <http://www.mdpi.com/1424-8220/15/9/21824> (Cité en page 20.)
- [40] M. Passafiume, S. Maddio, and A. Cidronali, “An Improved Approach for RSSI-Based only Calibration-Free Real-Time Indoor Localization on IEEE 802.11 and 802.15.4 Wireless Networks,” *Sensors*, vol. 17, no. 4, p. 717, mar 2017. [Online]. Available : <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/28353676>  
<http://www.pubmedcentral.nih.gov/articlerender.fcgi?artid=PMC5421677>  
<http://www.mdpi.com/1424-8220/17/4/717> (Cité en page 20.)
- [41] S. Maddio, M. Passafiume, A. Cidronali, and G. Manes, “A distributed positioning system based on real-time RSSI enabling decimetric precision in unmodified IEEE 802.11 networks,” in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS 2015*, 2015. (Cité en page 20.)
- [42] I. Casacuberta and A. Ramirez, “Time-of-flight positioning using the existing wireless local area network infrastructure,” *2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2012 - Conference Proceedings*, 2012. (Cité en page 20.)

- [43] M. Peng, Q. F. Zhou, and X. Cheng, “NLOS aware TOF positioning in WLAN,” *2015 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, WCSP 2015*, 2015. (Cit  en page 20.)
- [44] A. Yassin, Y. Nasser, M. Awad, A. Al-Dubai, R. Liu, C. Yuen, R. Raulefs, and E. Aboutanios, “Recent Advances in Indoor Localization : A Survey on Theoretical Approaches and Applications,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 1327–1346, 2017. (Cit  en pages 20 et 30.)
- [45] L. Pei, R. Chen, J. Liu, H. Kuusniemi, T. Tenhunen, and Y. Chen, “Using inquiry-based Bluetooth RSSI probability distributions for indoor positioning,” *Journal of Global Positioning Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 122–130, 2010. (Cit  en page 21.)
- [46] M. Cominelli, P. Patras, and F. Gringoli, “Dead on arrival : An empirical study of the Bluetooth 5.1 positioning system,” *Proceedings of the Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MOBICOM*, pp. 13–20, 2019. (Cit  en pages 21, 69 et 82.)
- [47] J. R besaat, P. Zhang, M. Abdelaal, and O. Theel, “An Improved BLE Indoor Localization with Kalman-Based Fusion : An Experimental Study,” *Sensors*, vol. 17, no. 5, p. 951, apr 2017. [Online]. Available : <http://www.mdpi.com/1424-8220/17/5/951> (Cit  en page 21.)
- [48] J. E. Evans, D. F.-D. Sun, and J. R. Johnson, “Application of Advanced Signal Processing Techniques to Angle of Arrival Estimation in ATC Navigation and Surveillance Systems,” 1982. (Cit  en page 28.)
- [49] D. Rahamim, J. Tabrikian, and R. Shavit, “Source localization using vector sensor array in a multipath environment,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 11, pp. 3096–3103, 2004. (Cit  en pages 28, 29 et 60.)
- [50] J. Lomin , “Etude d’une antenne vectorielle UHF multibande appliqu e   la goniom trie 3D,” 2016. (Cit  en page 29.)
- [51] J. Tan and Z. Nie, “Polarization smoothing generalized MUSIC algorithm with polarization sensitive array for low angle estimation,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 18, no. 5, 2018. (Cit  en page 28.)
- [52] A. Catovic and Z. Sahinoglu, “Hybrid TOA/RSS and TDOA/RSS location estimation schemes for short-range wireless networks,” *Bechtel Telecommun Tech J (BTTJ)*, vol. 2, no. 2, pp. 77–84, 2004. (Cit  en page 30.)
- [53] N. Iliev and I. Paprotny, “Review and Comparison of Spatial Localization Methods for Low-Power Wireless Sensor Networks,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 10, pp. 5971–5987, 2015. (Cit  en page 30.)
- [54] N. Patwari, J. N. Ash, S. Kyperountas, A. O. Hero, R. L. Moses, and N. S. Correal, “Locating the nodes : Cooperative localization in wireless sensor networks,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, no. 4, pp. 54–69, 2005. (Cit  en page 30.)

- [55] R. B. Millar, “Maximum Likelihood Estimation and Inference : With Examples in R, SAS and ADMB,” *Maximum Likelihood Estimation and Inference : With Examples in R, SAS and ADMB*, pp. 1–357, 2011. (Cité en page 33.)
- [56] C. K. Chui and G. Chen, *Kalman filtering : With real-time applications, fifth edition*, 2017. (Cité en page 33.)
- [57] G. Rebala, A. Ravi, S. Churiwala, G. Rebala, A. Ravi, and S. Churiwala, “Machine Learning Definition and Basics,” in *An Introduction to Machine Learning*. Springer International Publishing, 2019, pp. 1–17. (Cité en page 33.)
- [58] S. Mazuelas, A. Bahillo, R. M. Lorenzo, P. Fernandez, F. A. Lago, E. Garcia, J. Blas, and E. J. Abril, “Robust Indoor Positioning Provided by Real-Time RSSI Values in Unmodified WLAN Networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, no. 5, pp. 821–831, oct 2009. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5290370/> (Cité en page 34.)
- [59] R. M. Vaghefi and R. M. Buehrer, “Asynchronous time-of-arrival-based source localization,” *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, pp. 4086–4090, 2013. (Cité en page 35.)
- [60] R. Dagher and R. Quilez, “Localization in wireless sensor networks,” Ph.D. dissertation, University of Hong Kong, 2013. [Online]. Available : [http://books.google.es/books/about/Localization{\\_\\_}in{\\_\\_}Wireless{\\_\\_}Sensor{\\_\\_}Networks.html?id=IjlzNwAACAAJ{&}pgis=1](http://books.google.es/books/about/Localization{__}in{__}Wireless{__}Sensor{__}Networks.html?id=IjlzNwAACAAJ{&}pgis=1) (Cité en page 35.)
- [61] H. Xiong, Z. Chen, B. Yang, and R. Ni, “TDOA localization algorithm with compensation of clock offset for wireless sensor networks,” *China Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 193–201, 2015. (Cité en pages 35, 48 et 49.)
- [62] M. R. Gholami, S. Gezici, and E. G. Ström, “Improved position estimation using hybrid TW-TOA and TDOA in cooperative networks,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 60, no. 7, pp. 3770–3785, 2012. (Cité en page 35.)
- [63] —, “TDOA based positioning in the presence of unknown clock skew,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 6, pp. 2522–2534, 2013. (Cité en page 35.)
- [64] Y. Qi, H. Kobayashi, and H. Suda, “Analysis of wireless geolocation in a non-line-of-sight environment,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 672–681, 2006. (Cité en page 35.)
- [65] R. B. Millar, “Maximum Likelihood Estimation and Inference : With Examples in R, SAS and ADMB,” *Maximum Likelihood Estimation and Inference : With Examples in R, SAS and ADMB*, pp. 1–357, 2011. (Cité en pages 35 et 42.)
- [66] X. Tolza, P. Acco, and J.-Y. Fourniols, “Impact of calibration on indoor positioning precision,” *International Conference on Indoor Positioning and*

- Indoor Navigation (IPIN)*, no. November, pp. 1–3, 2018. [Online]. Available : <https://hal.laas.fr/hal-01887434> (Cité en page 45.)
- [67] D. Spano and F. Ricciato, “Opportunistic Time-of-Arrival localization in fully asynchronous wireless networks,” *Pervasive and Mobile Computing*, vol. 37, pp. 139–153, jun 2017. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1574119216301249> (Cité en page 46.)
- [68] C. Yan and H. Fan, “Asynchronous self-localization of sensor networks with large clock drift,” ... *8 Services, 2007. MobiQuitous 2007. Fourth ...*, 2007. [Online]. Available : [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs{\\_\\_}all.jsp?arnumber=4451038](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs{__}all.jsp?arnumber=4451038) (Cité en pages 47 et 50.)
- [69] Z. Li, D. C. Dimitrova, T. Braun, and D. Rosario, “Highly accurate evaluation of GPS synchronization for TDOA localization,” *IFIP Wireless Days*, pp. 1–3, 2013. (Cité en pages 48, 49 et 69.)
- [70] Z. Li, D. C. Dimitrova, D. H. Raluy, and T. Braun, “TDOA for narrow-band signal with low sampling rate and imperfect synchronization,” *2014 7th IFIP Wireless and Mobile Networking Conference, WMNC 2014*, pp. 1–8, 2014. (Cité en pages 48, 49 et 69.)
- [71] C. McElroy, D. Neirynek, and M. McLaughlin, “Comparison of wireless clock synchronization algorithms for indoor location systems,” *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops, ICC 2014*, pp. 157–162, 2014. (Cité en page 49.)
- [72] F. Sivrikaya and B. Yener, “Time synchronization in sensor networks : A survey,” *IEEE Network*, vol. 18, no. 4, pp. 45–50, 2004. (Cité en page 49.)
- [73] P. Sommer and R. Wattenhofer, “Gradient clock synchronization in wireless sensor networks,” in *2009 International Conference on Information Processing in Sensor Networks, IPSN 2009*, 2009, pp. 37–48. [Online]. Available : <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5211944> (Cité en page 49.)
- [74] M. Maróti, B. Kusy, G. Simon, and Á. Lédeczi, “The flooding time synchronization protocol,” *SenSys’04 - Proceedings of the Second International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pp. 39–49, 2004. (Cité en page 49.)
- [75] C. N. Xu, Y. J. Xu, and Z. D. Deng, “Timing-sync protocol for linear sensor networks,” *Ruan Jian Xue Bao/Journal of Software*, vol. 20, no. SUPPL. 1, pp. 266–277, 2009. (Cité en page 49.)
- [76] J. Elson, L. Girod, and D. Estrin, “Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts,” *Operating Systems Review (ACM)*, vol. 36, no. Special Issue, pp. 147–163, 2002. (Cité en page 49.)
- [77] S. Leugner, M. Pelka, and H. Hellbruck, “Comparison of wired and wireless synchronization with clock drift compensation suited for U-TDoA localization,” *Pro-*



*ceedings of the 2016 13th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC 2016*, pp. 0–3, 2017. (Cité en page 49.)

- [78] P. Misra and P. Enge, *Global positioning system : signals, measurements, and performance*. Lincoln, Mass. : Ganga-Jamuna Press, 2004. (Cité en page 49.)
- [79] C. Yan and H. H. Fan, “Asynchronous differential TDOA for non-GPS navigation using signals of opportunity,” *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, pp. 5312–5315, 2008. (Cité en page 49.)
- [80] V. Moghtadaiee, S. Lim, and A. G. Dempster, “System-Level Considerations for Signal-of-Opportunity Positioning,” *International Symposium on GPS/GNSS*, pp. 1–7, 2010. (Cité en page 49.)
- [81] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition*, 2005. [Online]. Available : <https://www.academia.edu/11205305/Antenna{ }Theory{ }Analysis{ }and{ }Design{ }3rd{ }Edition{ }by{ }Balanis> (Cité en page 54.)
- [82] F. Alfayez, M. Hammoudeh, and A. Abuarqoub, “A Survey on MAC Protocols for Duty-cycled Wireless Sensor Networks,” in *Procedia Computer Science*, vol. 73, 2015, pp. 482–489. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S187705091503495X> (Cité en page 67.)
- [83] D. Djenouri and M. Bagaa, “Synchronization protocols and implementation issues in wireless sensor networks : A review,” *IEEE Systems Journal*, vol. 10, no. 2, pp. 617–627, 2016. [Online]. Available : <http://www.ieee.org/publications{ }standards/publications/rights/index.html> (Cité en page 67.)
- [84] NRFSemiconductors, “NRF52811 Product specification,” Tech. Rep., 2019. [Online]. Available : <https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF52811{ }PS{ }v1.0.pdf> (Cité en pages 74 et 81.)
- [85] K. Dandekar, Hao Ling, and Guanghan Xu, “Smart antenna array calibration procedure including amplitude and phase mismatch and mutual coupling effects,” no. May 2014, pp. 293–297, 2002. (Cité en pages 83 et 84.)
- [86] M. Eberhardt, P. Eschlwech, and E. Biebl, “Investigations on antenna array calibration algorithms for direction-of-arrival estimation,” *Advances in Radio Science*, vol. 14, pp. 181–190, 2016. (Cité en page 84.)
- [87] R. Wiegmann, “Antenna array calibration employing calibration beacons and steering vector estimation,” no. 480, pp. 41–44, 2005. (Cité en page 84.)
- [88] J. Pierre and M. Kaveh, “Experimental performance of calibration and direction-finding algorithms,” in *[Proceedings] ICASSP 91 : 1991 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. IEEE, 1991, pp. 1365–1368

- vol.2. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/150676/> (Cité en page 84.)
- [89] B. Yang, T. McKelvey, M. Viberg, and G. Xu, "Array calibration using array response interpolation and parametric modeling," *2015 23rd European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2015*, pp. 1336–1340, 2015. (Cité en page 84.)
- [90] T. Xavier, "Analyse données thèse," 2020. [Online]. Available : [https://gitlab.com/XavierT/analyse{}\\_donnees{}thesehttps://xaviert.gitlab.io/analyse{}\\_donnees{}thesehttps://doi.org/10.6084/m9.figshare.12423677.v1](https://gitlab.com/XavierT/analyse{}_donnees{}thesehttps://xaviert.gitlab.io/analyse{}_donnees{}thesehttps://doi.org/10.6084/m9.figshare.12423677.v1) (Cité en pages 85 et 110.)
- [91] NRFSemiconductors, "Online Power Profiler," 2020. [Online]. Available : <https://devzone.nordicsemi.com/nordic/power/> (Cité en pages 86 et 87.)
- [92] R. Schrader, T. Ax, C. Röhrig, and C. Fühner, "Advertising power consumption of bluetooth low energy systems," *2016 IEEE 3rd International Symposium on Wireless Systems within the IEEE International Conferences on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, IDAACS-SWS 2016 - Proceedings*, no. September, pp. 62–68, 2017. (Cité en page 92.)
- [93] R. F. Brena, J. P. García-Vázquez, C. E. Galván-Tejada, D. Muñoz-Rodríguez, C. Vargas-Rosales, and J. Fangmeyer, "Evolution of Indoor Positioning Technologies : A Survey," *Journal of Sensors*, vol. 2017, pp. 1–21, 2017. [Online]. Available : <https://www.hindawi.com/journals/js/2017/2630413/> (Cité en page 124.)
- [94] L. Taponecco, A. A. D'Amico, and U. Mengali, "Joint TOA and AOA estimation for UWB localization applications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 7, pp. 2207–2217, 2011. (Cité en page 131.)



# Glossaire

**AoA** Angle of Arrival. 2, 8, 14–16, 18, 21, 22, 25, 26, 32, 36, 37, 39, 44, 54, 55, 57, 59–63, 65, 68, 71, 73, 74, 80, 87, 90, 91, 101, 109, 110, 118, 124, 127–132

**AP** Access Point. 29

**BLE** Bluetooth Low Energy. 88, 92

**BS** Base Station. 29

**CDF** Cumulated Density Function. 79, 80

**CI** Circuit Intégré. 5, 13, 19, 20, 71–73, 76, 78, 87, 92, 98, 128

**COTS** Commercial Off-The-Shelf. 2, 13, 17, 68

**CRC** Contrôle de Redondance Cyclique. 68, 69, 71, 80, 91

**CTE** Constant Tone Extension. 75, 80, 81, 83, 95, 111, 131, 132

**dB** Décibels. 9, 10, 74, 76, 84, 103, 111, 112

**dTDoA** Differential Time Difference of Arrival. 50–52, 63, 127

**EM** électromagnétique. 28, 29

**FBA** Forward-Backward Averaging. 26, 27, 29, 68

**FDMA** Frequency Division Multiple Access. 21

**FPGA** Field Programmable Gate Array. 70

**GDoP** Geometrical Dilution Of Precision. 49

**GMSK** Gaussian Minimum Shift Keying. 20

**GNNS** Global Navigation Satellite System. 5, 20, 49

**GSM** Global System for Mobile Communications. 49

**IMU** Inertial Measurement Unit. 2

**IoT** Internet of Things. 1, 5, 19–21

**IQ** In-phase (en phase) et Quadrature. 70, 71, 73, 75, 81, 82, 131, 132

**ISM** Industrielle, Scientifique et Médicale. 20–22, 24

**LAAS** Laboratoire d'Analyses et d'Architecture des Systèmes (Toulouse, France).

**LDPL** Log-Distance Path Loss. 9, 131  
**LoS** Line of Sight. 5, 18, 20, 21, 49  
**MLE** Maximum Likelihood Estimator. 41, 42, 52, 53, 59, 62, 63, 103, 106, 115, 129  
**NLoS** Non Line of Sight. 20, 21  
**OOK** On Off Keying. 19  
**PPM** Pulse Position Modulation. 19  
**ppm** Partie Par Million. 47  
**PS** Polarisation Smoothing. 29, 109  
**RF** Radio-Fréquence. 29, 31, 50, 69–71, 73, 74, 76, 81–83, 90, 94, 95, 128  
**RMSE** Root Minimum Square Error. 79, 80  
**RSB** Rapport Signal à Bruit. 10  
**RSS** Received Signal Strength. 8, 9, 74  
**RSSI** Received Signal Strength Indication. 2, 8, 9, 18, 20–24, 32, 34, 36, 37, 39, 41, 44, 45, 62, 63, 65, 68, 73–75, 87, 90, 91, 98, 101–106, 109–118, 121, 123–125, 127–132  
**RTC** Real Time Clock. 89  
**RTT** Round Trip Time. 51, 52  
**RWGN** Random White Gaussian Noise. 41, 78  
**SDR** Software Defined Radio. 69, 71, 72, 131  
**SF** Spatial Filtering. 26, 27, 29, 68  
**SPI** Serial Peripheral Interface. 73  
**TDMA** Time Division Multiple Access. 21, 68  
**TD<sub>o</sub>A** Time Difference of Arrival. 48–52  
**ToA** Time of Arrival. 2, 8, 10, 11, 13, 18, 20–22, 24–26, 32, 36, 37, 39, 41, 44, 46–49, 51–53, 62, 63, 65, 68, 71, 73–80, 87, 90, 91, 98, 101, 104, 106, 109, 110, 118, 119, 123, 124, 127–132  
**ToF** Time of Flight. 8, 10, 18, 46  
**TV** television. 49  
**ULA** Uniform Linear Array. 26  
**UWB** Ultra Wide Band. 5, 19, 20, 25  
**WSN** Wireless Sensors Network. 5, 19

# Notations

- $A(\alpha)$  La matrice des steering vecteurs associés à chaque angle d'arrivé de  $\alpha$ . 60
- $A^{(bal)}$  L'autonomie d'une balise en heures. 91, 98
- $\mathcal{A}^{(j,i)}$  La pente de la régression linéaire dans le modèle de ToA. 52, 53, 118, 120
- $\alpha^{(i)}$  La dérive d'horloge du transmetteur  $i$  par rapport à une repère de temps absolu. 47, 48, 51–53, 104, 118
- $\alpha^{(j)}$  La dérive d'tagxhhorloge du récepteur  $j$  par rapport à une repère de temps absolu. 47–49, 51–54, 104, 118
- $\alpha$  L'angle d'incidence d'un signal dans un espace à deux dimensions (le plan horizontal  $XY$ ). 54, 56–61, 83, 84, 107–109, 121–123
- $\hat{\alpha}$  L'estimé de  $\alpha$  par maximum de vraisemblance. 60, 108, 121, 122
- $A^{(tag)}$  L'autonomie d'un tag en heures. 89, 90, 98
- $a_0$  L'atténuation à la distance  $d_0$  d'un transmetteur en dB (en dB). 9, 10, 34, 44, 45, 103, 104, 111–115
- $x_r^{(j)}$  L'abscisse de la  $j^{\text{ème}}$  balise en mètres (abscisses). 34, 41, 112, 115, 123
- $y_r^{(j)}$  L'ordonnée de la  $j^{\text{ème}}$  balise en mètres (ordonnées). 34, 41, 112, 115, 123
- $\mathcal{B}^{(j,i)}$  Le décalage de la régression linéaire dans le modèle de ToA. 52, 53, 118, 120
- $C_{bat}$  La capacité utile de la batterie d'un nœud en mAh. 89–91, 96
- $\Omega$  Les coordonnées  $x,y$  et  $z$  des  $I$  transmetteurs en matrice de taille  $I \times 3$  en mètres. 41
- $\Omega_R$  Les coordonnées  $x,y$  et  $z$  des  $J$  récepteurs en matrice de taille  $J \times 3$  en mètres. 41
- $\Sigma$  la matrice de covariance de l'incertitude  $\nu$  dans le modèle du MLE. 43, 44, 60, 61, 113
- $\Sigma^{-1}$  L'inverse de la matrice de covariance de l'incertitude  $\nu$  dans le modèle du MLE. 43, 44, 113
- $c_0$  La vitesse de la lumière dans l'air. 48–50, 77, 80, 98, 118, 119
- $t_{\text{off}}$  La durée pendant laquelle un nœud est en sommeil. 66
- $t_{\text{on}}$  La durée pendant laquelle un nœud est actif. 66
- $d_{err}$  L'erreur de l'estimé de position d'un tag quelconque. 102, 104, 106, 115, 116, 120

- $d_{err}^{(i)}$  L'erreur de localisation en distance de l'estimé de position du tag  $i$ . 104, 106
- $\vec{u}_r$  La direction de propagation d'une onde plane en champ libre. 55
- $d^{(j,i)}$  La distance séparant le transmetteur  $i$  du récepteur  $j$  en mètres. 9, 10, 44, 48, 103, 111, 112, 118
- $d^{(j,i,n)}$  La distance estimée à partir de la mesure de RSSI  $y^{(j,i,n)}$ . 34, 115
- $\widehat{d^{(j,i,n)}}$  L'estimation de la distance entre le  $i^{\text{ème}}$  tag et la  $j^{\text{ème}}$  balise à partir de la  $n^{\text{ème}}$  mesure. 34, 115
- $\alpha_{rc}$  Le rapport cyclique d'un nœud. 66
- $R_Y(\hat{\theta}_k)$  Les résidus de l'estimation par MLE à l'étape  $k$  :  $R_Y(\hat{\theta}_k) = Y - \bar{Y}(\hat{\theta}_k)$ . 44, 113
- $d_0$  La distance de référence arbitraire (souvent 1 mètre) à laquelle l'atténuation vaut  $a_0$  dB (en mètres). 9, 10, 44, 103, 111, 112, 115
- $\vec{E}_\phi$  La composant du vecteur champ électrique par rapport à l'axe  $\phi$  d'un repère  $(O, \theta, \phi)$  qui est dans le plan normal à la direction de propagation du signal. 55, 57
- $\vec{E}_\theta$  La composant du vecteur champ électrique par rapport à l'axe  $\theta$  d'un repère  $(O, \theta, \phi)$  qui est dans le plan normal à la direction de propagation du signal. 55, 57
- $\vec{E}$  Le vecteur champ électrique dans l'espace 3D. 28, 54, 55
- $E_x$  La composant selon l'axe  $x$  du vecteur champ électrique  $\vec{E}$ . 28
- $E_y$  La composant selon l'axe  $y$  du vecteur champ électrique  $\vec{E}$ . 28
- $E_z$  La composant selon l'axe  $z$  du vecteur champ électrique  $\vec{E}$ . 28
- $f_{derr}$  La fonction de répartition de l'erreur de localisation. 102, 115, 116, 120
- $\gamma$  L'exposant de perte (*path loss exponent* ou *path loss factor*), qui décrit l'atténuation de la puissance du signal en fonction de la distance dans la pièce (sans unité). 9, 34, 44, 45, 103, 104, 111–115
- $G^{(i)}$  L'aire effective de l'antenne du tag  $i$  en dB. 9, 34, 44–46, 103, 111–115
- $G^{(j)}$  L'aire effective de l'antenne de la balise  $j$  en dB. 9, 34, 44–46, 103, 111–115
- $\vec{H}$  Le vecteur magnétique dans l'espace 3D. 28
- $H_x$  La composant selon l'axe  $x$  du vecteur champ magnétique  $\vec{H}$ . 28
- $H_y$  La composant selon l'axe  $y$  du vecteur champ magnétique  $\vec{H}$ . 28
- $H_z$  La composant selon l'axe  $z$  du vecteur champ magnétique  $\vec{H}$ . 28, 47

- $I_{ant}$  Le courant moyen consommé par le réseau d'antennes en  $mA$ . 90, 94, 95
- $I_{fe}$  Le courant moyen consommé par un nœud lors d'une fenêtre d'écoute en  $mA$ . 86, 89–91
- $I_{fe}^{(bal)}$  Le courant moyen consommé par une balise lors d'une fenêtre d'écoute en  $mA$ . 86, 90, 91
- $I_{fe}^{(tag)}$  Le courant moyen consommé par un tag lors d'une fenêtre d'écoute en  $mA$ . 86, 89
- $I_k$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de l'étape  $k$  d'une trame Bluetooth (obtenu à partir du simulateur Nordic) en  $mA$ . 88, 95, 96
- $I_{moy}$  Le courant moyen consommé par un nœud. 66
- $I_{off}$  Le courant consommé par un nœud en sommeil. 66
- $I_{on}$  Le courant consommé par un nœud actif. 66
- $I_p$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de l'envoi d'un paquet Bluetooth en  $mA$ . 87–89
- $I_{pprod}$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de la post-fenêtre après chaque fenêtre d'écoute en  $mA$ . 90, 91
- $I_{proc}$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de la phase de calcul des données de localisation pour un seul paquet reçu en  $mA$ . 87, 90, 91, 95, 96
- $I_{RX}$  Le courant moyen consommé par le périphérique radio d'un nœud lorsqu'il est en réception (en  $mA$ ). 90, 95, 96
- $I_{sleep}$  Le courant consommé par un nœud en veille (en  $mA$ ). Cela comprend la consommation du module RTC pour programmer un réveil ainsi que  $I_{quies}$  le courant de consommation du régulateur intégré au NRF52811. 86, 89, 91, 95, 96
- $I_{sync}$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de la synchronisation (en  $mA$ ). 86, 89, 91, 95, 96
- $I_{timer}$  Le courant consommé par un périphérique timer (utilisé pour la mesure du ToA) en  $mA$ . 90, 95, 96
- $I_{moy}$  Le courant moyen consommé par un nœud en une heure en  $mA$ . 87, 89, 91, 98
- $I_{moy}^{(bal)}$  Le courant moyen consommé par une balise en une heure en  $mA$ . 87, 91, 98
- $I_{moy}^{(tag)}$  Le courant moyen consommé par un tag en une heure en  $mA$ . 87, 89, 98
- $I_{TX}$  Le courant moyen consommé par un nœud lors de la transmission des données mesurées au nœud de calcul (en heures). 87, 90, 95, 96
- $J_{\bar{Y}}(\theta)$  La jacobienne du modèle  $\bar{Y}(\theta)$  par rapport à  $\theta$ . 45, 46, 53, 54



- $J_{\bar{Y}}(\hat{\theta}_k)$  La jacobienne du modèle  $\bar{Y}(\theta)$  par rapport à  $\theta$  prise en  $\hat{\theta}_k$ . 44, 53, 62, 113
- $\mathcal{L}(\theta | Y)$  La vraisemblance d'une réalisation de la variable aléatoire  $Y$  (représentant les mesures), dépendant des paramètres  $\theta$ . 35, 36, 43
- $\mathcal{LL}(\alpha | Y_{AoA})$  La fonction de localisation des mesures d'AoA ( $\mathcal{LL}(\alpha | Y_{AoA}) \max_{\Phi} \mathcal{LL}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})$ ). 60, 61
- $\mathcal{LL}(\alpha, \Phi | Y_{AoA})$  La vraisemblance des mesures d'AoA. 60
- $\mathcal{LL}(\theta | Y)$  La log-vraisemblance d'une réalisation de la variable aléatoire  $Y$  (représentant les mesures), dépendant des paramètres  $\theta$ . 36, 43, 104, 106
- $N_{fe}$  Le nombre de fenêtres d'écoute par heure. 89, 91, 96, 98
- $N$  L'incertitude de mesure de l'amplitude et phase des signaux reçus sur le réseau d'antenne (vecteur aléatoire de densité normale tel que  $N \in \mathbb{C}^M$ ). 59
- $N_{pa}$  Le nombre de paquets radio. 82
- $N_p$  Le nombre de paquets Bluetooth envoyés par un tag lors d'une fenêtre d'écoute. 87, 89, 90, 96–98, 116, 120
- $N_s$  Le nombre d'échantillons mesurés. 56, 57, 59, 81, 82, 107
- $N_{tag}$  Le nombre de tags par fenêtre de localisation. 87, 90, 91, 96–98
- $N_{\theta}$  Le nombre d'éléments dans le vecteur  $\theta$  (le nombre de variables à estimer). 42, 53
- $\nu^{(j,i)}$  Une modélisation de l'impact du multi-trajet comme une incertitude de mesure qui ne dépend pas du temps mais de la position, donc du couple récepteur-transmetteur, modélisé par une variable aléatoire de densité  $\mathcal{N}(0, \sigma_{mp}^2)$ . 42, 52, 103, 104, 106, 118
- $\nu^{(j,i,n)}$  L'incertitude de mesure. C'est une variable aléatoire de densité  $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ . 9, 10, 41, 42, 44, 52, 103, 104, 111–114, 118, 119
- $\nu_{ToA}$  Incertitude de mesure du ToA. 77–80
- $N_Y$  Le nombre d'éléments du vecteur  $Y$  (le nombre de mesures). 43, 46
- $P_{e|dBm}^{(i)}$  La puissance d'émission du tag  $i$  en dBm. 9, 34, 44, 103, 111, 112, 115
- $\Phi$  Le vecteur contenant la phase et l'amplitude des  $P$  signaux cohérents incidents. 57, 59, 60, 107
- $P_{r|dBm}^{(j,i,n)}$  La puissance reçue à la balise  $j$  du  $n^{\text{ème}}$  paquet émis par le  $i^{\text{ème}}$  tag en dBm. 9, 34
- $\overline{P_{r|dBm}^{(j,i,n)}}$  Le modèle de  $P_{r|dBm}^{(j,i,n)}$ . 9
- $r_{\text{off}}$  Instant de fin de réception du paquet, déclenché par le récepteur. 76–78

- $r_{\text{on}}$  Instant de début de réception du paquet, déclenché par le récepteur. 76
- $\Psi_R$  L'orientation des balises dans le plan XY en radians. 41
- $\psi_r^{(j)}$  L'orientation de la balise  $j$  dans le plan XY en radians. 41, 111, 123
- $\Psi$  L'orientation des tags dans le plan XY en radians. 41
- $\psi^{(i)}$  L'orientation du tag  $i$  dans le plan XY en radians. 41
- $R_l^{sf}$  La matrice de corrélation du signal reçu au  $l^{\text{ème}}$  sous-réseau d'antennes. 26, 27
- $R_{SS}$  La matrice de covariance des signaux incidents. 26, 58
- $R_{XX}$  La matrice de covariance des signaux mesurés sur chaque antenne. 26, 27, 29, 58, 121
- $\sigma_{mp}$  La déviation standard de l'incertitude de multi-trajet. 52
- $\widehat{x}_{os}$  L'abscisse d'un tag quelconque, estimée en une étapes. 116
- $\widehat{x}_{ts}$  L'abscisse d'un tag quelconque, estimée en deux étapes. 115
- $x^{(i)}$  L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag en mètres (abscisses). 34, 41, 43, 45, 46, 102, 104, 111, 112, 115–117, 121, 123
- $\widehat{x}^{(i)}$  La valeur estimée de  $x^{(i)}$ . 34, 102, 117, 121, 123
- $\widehat{x}_{os}^{(i)}$  L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en une étape. 116
- $\widehat{x}_{ts}^{(i)}$  L'abscisse du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en deux étapes. 115
- $x$  L'abscisse réelle  $x$  d'un tag quelconque. 102, 115–117, 120, 121, 123
- $\hat{x}$  L'estimation de l'abscisse  $x$  d'un tag quelconque. 102, 117, 120, 121, 123
- $\widehat{y}_{os}$  L'ordonnée d'un tag quelconque, estimée en une étapes. 116
- $\widehat{y}_{ts}$  L'ordonnée d'un tag quelconque, estimée en deux étapes. 115
- $y^{(i)}$  L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag en mètres (ordonnées). 34, 41, 43, 45, 46, 102, 104, 111, 112, 115–117, 121, 123
- $\widehat{y}^{(i)}$  La valeur estimée de  $y^{(i)}$ . 34, 102, 117, 121, 123
- $\widehat{y}_{os}^{(i)}$  L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en une étape. 116
- $\widehat{y}_{ts}^{(i)}$  L'ordonnée du  $i^{\text{ème}}$  tag estimée en deux étapes. 115
- $y$  L'ordonnée réelle  $y$  d'un tag quelconque. 102, 115–117, 120, 121, 123
- $\hat{y}$  L'estimation de l'ordonnée  $y$  d'un tag quelconque. 102, 117, 120, 121, 123
- $\tau^{(i)}$  Le décalage temporel du transmetteur  $i$  par rapport à une repère de temps absolu. 47, 48, 52, 53, 104, 118
- $\tau^{(j)}$  Le décalage temporel du récepteur  $j$  par rapport à une repère de temps absolu. 47, 48, 51–54, 104, 118

- $t_d$  Le délai entre la réception et la réémission d'un paquet lors d'un RTT. 51
- $t_e^{(i,n)}$  L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet du transmetteur  $i$  par rapport à une repère de temps absolu. 47–49
- $t_e^{(j,n)}$  L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet par la balise  $j$  dans le cadre d'un RTT (par rapport à une repère de temps absolu). 51
- $t_{el}^{(i,n)}$  L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet du transmetteur  $i$  dans son horloge locale. 47, 48, 52, 53, 104, 118, 120
- $t_{el}^{(j,n)}$  L'instant d'émission du  $n^{\text{ème}}$  paquet par la balise  $j$  dans le cadre d'un RTT (dans la base de temps de cette balise). 51
- $T_{fe}$  La durée d'une fenêtre d'écoute en heures. 86, 89, 91, 96, 98
- $\theta$  Le vecteur contenant les paramètres du modèle du MLE. 35, 36, 42–46, 53, 54, 62, 104, 106, 112, 113, 115, 116, 120
- $\hat{\theta}$  L'estimé par MLE de  $\theta$ . 36, 43, 44, 53, 62, 104, 106, 112, 113, 120
- $T_k$  La durée de l'étape  $k$  d'une trame Bluetooth (obtenu à partir du simulateur Nordic) en heures. 88, 89, 96
- $t_{\text{off}}$  Instant de fin d'émission du paquet, déclenché par le transmetteur. 76–78
- $t_{\text{on}}$  Instant de début d'émission du paquet, déclenché par le transmetteur. 76
- $t_p$  Le temps de vol du signal entre deux nœuds. 47–52, 104, 118
- $T_p$  La durée de l'envoi d'un paquet Bluetooth en heures. 87–89, 96
- $t_p^{(j,i)}$  Le temps de vol du signal entre le transmetteur  $i$  et le récepteur  $j$  ( $t_p^{(j,i)} = d^{(j,i)}/c_0$ ). 47–49, 51, 52, 104, 118
- $T_{pprod}$  La durée de la post-fenêtre après chaque fenêtre d'écoute en heures. 90, 91
- $T_{proc}$  La durée de la phase de calcul des données de localisation pour un seul paquet reçu en heures. 87, 90, 91, 95, 96
- $\overline{t_{rl}^{(j,i,n)}}$  Le modèle de  $t_{rl}^{(j,i,n)}$ . 52, 104, 106, 118, 120
- $t_{rl}^{(j,i,n)}$  L'instant de réception du  $n^{\text{ème}}$  paquet du transmetteur  $i$  par le récepteur  $j$  dans son horloge locale. 47, 48, 51, 52, 104, 106, 118, 120
- $T_{sleep}$  Le temps passé en sommeil au cours d'une heure (en heures). 86
- $T_{sync}$  Le temps passé par un nœud à se synchroniser pendant une heure (en heures). 86, 89, 91, 95, 96
- $T_{TX}$  La durée de la transmission radio d'une balise pour centraliser les données mesurées lors d'une fenêtre d'écoute (en heures). 87, 90, 91
- $Y$  Les mesures effectuées pour un MLE. 35, 36, 43, 44, 46, 53, 59–62, 104, 106, 113, 120

- $Y_{AoA}$  Le vecteur contenant les mesures d'amplitude et de phase pour chaque antenne. 59–61
- $\bar{Y}_{AoA}$  Le modèle de  $Y_{AoA}$ . 59–61
- $\bar{Y}_{AoA}(\alpha, \Phi)$  Le modèle des mesures  $Y_{AoA}$  avec une antenne non polarisée. 59, 60
- $\overline{Y_{RSSI}}$  Le modèle de  $Y_{RSSI}$ . 45, 104, 112, 113
- $\overline{y_{RSSI}^{(j,i,n)}}$  Le modèle pour la mesure de RSSI  $y_{RSSI}^{(j,i,n)}$ . 44, 103, 111, 113, 116
- $\bar{Y}(\theta)$  Le modèle pour un MLE pour des mesure  $Y$ . On a  $Y = \bar{Y}(\theta) + \nu$ . 35, 36, 43, 44, 46
- $\overline{Y_{ToA}}$  Le modèle de  $Y_{ToA}$ . 120
- $Y_{RSSI}$  Le vecteur contenant toutes les mesures de RSSI. 44, 112, 115, 116
- $y_{RSSI}^{(j,i,n)}$  La mesure de RSSI du n<sup>ème</sup> paquet du i<sup>ème</sup> tag par la j<sup>ème</sup> balise. 44, 103, 111–113, 115, 116
- $Y_{ToA}$  Le vecteur contenant toutes les pentes et décalages  $\mathcal{A}^{(j,i)}$  et  $\mathcal{B}^{(j,i)}$  calculées à partir des mesures de ToA. 53, 120