

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed BOUDIAF

FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

MÉMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAGISTER

SPECIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

OPTION : TECHNIQUES DE COMMUNICATION MODERNES

PRÉSENTÉ PAR

M^{elle} SEGHIER Nor El Houda

SUJET DU MÉMOIRE

Localisation d'un mobile dans un réseau UMTS

SOUTENU LE : 29/01/2013

Devant le jury :

Mr N. BOUGHANMI	Professeur	Président	(USTO-MB Oran)
Mr M. KECHE	Professeur	Rapporteur	(USTO-MB Oran)
Mr A. OUAMRI	Professeur	Examineur	(USTO-MB Oran)
Mr M. GUEZZOURI	Maître de conférences C.A	Examineur	(Université d'Oran)

Année Universitaire : 2012/2013

À mes parents

Remerciements

Avant tout, je dois remercier Dieu le tout puissant qui m'a donné la force, le courage, la volonté, et la patience pour achever cette thèse après un long et dur travail.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

رَبِّ أَوْزَعْنِي أَنْ أَشْكُرَ نِعْمَتَكَ الَّتِي أَنْعَمْتَ عَلَيَّ وَعَلَىٰ وَالِدَيَّ وَأَنْ أَعْمَلَ
صَالِحًا تَرْضَاهُ وَأَدْخِلْنِي بِرَحْمَتِكَ فِي عِبَادِكَ الصَّالِحِينَ [النمل: 19]
صدق الله العظيم

Je suis très heureuse d'exprimer ma gratitude vis-à-vis des personnes qui ont eu un rôle réel relatif à ma thèse. J'espère que les quelques mots que je m'appête à écrire réussiront à retranscrire fidèlement mes sentiments à leur égard.

Je voudrais tout d'abord remercier le professeur *M. KECHE* de m'avoir fait l'honneur de diriger ce travail faisant preuve d'une disponibilité et d'un encouragement permanents. Merci monsieur pour vos conseils, votre soutien, votre patience, votre rigueur scientifique et surtout merci de m'avoir fait confiance. Comme je vous remercie d'avoir gravé en ma personne l'exemple d'un chercheur sérieux appréciant la recherche scientifique.

Je remercie avec respect monsieur le président *N. BOUGHANMI* et messieurs les membres du jury *A. OUAMRI* et *M. GUEZOURI* qui ont accepté de juger ce travail.

J'adresse mes remerciements et ma reconnaissance à M^r *M. SADOK* pour son aide tout au long du déroulement de ce travail.

Il m'est agréable de remercier M^r *A. MECHE* pour son aide et ses qualités humaines.

J'exprime ma reconnaissance à mes sœurs *Zohra* et *Amina Mama*, mon frère *Abd al-Rahman Mohamed Fadhel* et mon oncle *Sadre Eddine* pour leur aide tout au long de mes études.

Mes amies : *Hamida* et *Fatima*.

Les mots n'expriment pas assez ma gratitude et éternelle reconnaissance à mes chers parents et mon frère *Mohamed Amine* pour leurs encouragements et leur aide pendant les moments les plus difficiles de la réalisation de ce travail.

Ce travail a été élaboré au niveau du laboratoire des signaux et images, à l'université des Sciences et de technologie d'Oran (USTO-MB), sous la direction de Monsieur le professeur Mokhtar KECHE.

Résumé

L'objectif du travail effectué dans le cadre de ce magister est la localisation et la poursuite d'un mobile dans un contexte UMTS-FDD et un environnement outdoor.

Le mémoire comporte cinq chapitres :

Dans le premier chapitre on a donné des généralités sur les systèmes et les différentes technologies de positionnement. Dans le deuxième chapitre on a présenté les techniques de base utilisées pour le positionnement d'un mobile, et plus particulièrement celles utilisées dans les systèmes de radiolocalisation. L'une de ces techniques, qui est couramment utilisée, est la technique basée sur les différences des temps d'arrivée (TDOA : Time Difference Of Arrival).

L'estimation des TDOAs dans un contexte UMTS-FDD et un environnement outdoor a fait l'objet du troisième chapitre. On y a étudié et comparé différents estimateurs, notamment l'estimateur Rake, l'estimateur Wiener modifié, l'estimateur Wiener modifié combiné avec une projection sous-espace. Le meilleur entre ceux qu'on a étudiés semble être l'estimateur de Wiener Modifié combiné avec une projection sous-espace et utilisant une détection à seuil adaptatif de type CFAR.

Le quatrième chapitre est consacré aux méthodes utilisées pour déterminer la position d'un mobile à base des mesures des TDOAs, dites méthodes de localisation hyperbolique. On a passé en revue la plus part des méthodes proposées dans la littérature, parmi lesquelles on a choisi de simuler les méthodes de: Chan, Taylor séries, Least Square et la méthode analytique. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent que l'estimation de la position du mobile à base des mesures des TDOAs dépend non seulement de l'algorithme de localisation hyperbolique utilisé mais aussi de la géométrie de localisation adoptée ainsi que du nombre de stations de base intervenant dans le calcul. La méthode de trilatération hyperbolique Taylor Séries a donné les meilleurs résultats.

Le dernier chapitre est dédié à l'évaluation et la comparaison des performances du filtre de Kalman et ses variantes pour la poursuite d'un mobile à base des mesures TDOAs. Les résultats obtenus montrent que les algorithmes de poursuite permettent d'améliorer la précision de positionnement, comparativement aux méthodes de trilatération hyperbolique. Les meilleures performances ont été obtenues avec les filtres EKF et UKF.

Abstract

The aim of this magister dissertation is to localise and track a mobile in outdoor environment, using the UMTS-FDD network.

The manuscript comprises five chapters:

In the first and second chapters we, respectively, present a theoretical study on different technologies and localisation techniques.

The third chapter is devoted to the study of different methods for TDOAs estimation in a UMTS-FDD network, such as the Rake estimator, the Wiener estimator, the Modified Wiener, the Modified Wiener estimator combined with Subspace Projection. The best among those investigated appears to be the Modified Wiener estimator combined with Subspace Projection that uses an adaptive CFAR detection threshold.

In the fourth chapter we present a thorough review of most existing hyper-lateration methods used to retrieve the position of a mobile from TDOAs' measurements. Among these methods the Chan, Taylor series, Least Square and the analytical methods were implemented. The simulation results obtained show that the accuracy of the estimation of a mobile position, using the TDOAs measurements does not depend only on the used localization algorithm, but also on the number and the hyperbolic geometry of the base stations involved in the calculation. According to these results, the Taylor series Hyperbolic trilateration method has the best performance.

The last chapter deals with the application of the Kalman filter and some of its variants for tracking a mobile, using TDOAs measurements. The simulation results show that these tracking filters improve the positioning accuracy, in comparison to the hyperbolic trilateration methods. The best results were obtained with the EKF and UKF filters.

« Ce n'est pas dans la science qu'est le bonheur, mais dans l'acquisition de la science ».

Edgar Poe (1809/1849)

Sommaire

Liste des Abréviations	iv
Liste des Figures	vi
Liste des Tableaux	viii
Introduction générale.....	01
Chapitre 1: Technologies de positionnement.....	03
1.1 Introduction.....	03
1.2 Architecture d'un système de positionnement.....	03
1.3 Classification des systèmes de positionnement.....	04
1.3.1 Les systèmes de positionnement radio.....	06
1.3.1.1 Les systèmes de positionnement basé sur les satellites.....	06
1.3.1.2 Les systèmes de positionnement basé sur les réseaux cellulaires	07
1.3.1.3 Les systèmes de positionnement par la télévision Numérique terrestre	07
1.3.1.4 Les systèmes de positionnement par les réseaux locaux WLAN (WiFi)	09
1.3.1.5 Les systèmes de positionnement par les réseaux personnels WPLAN...	10
1.3.1.5.1 Bluetooth.....	10
1.3.1.5.2 UWB	11
1.3.1.5.3 Zeegbee	12
1.3.1.6 Les systèmes de positionnement par RFID	13
1.3.2 Les systèmes de positionnement non radio	15
1.3.2.1 Infrarouge	15
1.3.2.2 Ultrason	16
1.3.2.3 Vidéo/images	16
1.3.2.4 Champ magnétique	17
1.4 Conclusion	18
Chapitre 2: Techniques de positionnement	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 Métriques de positionnement	19
2.2.1 Angles d'arrivée (AOA).....	19
2.2.2 Temps de propagation	21
2.2.3 Puissance du signal	22
2.3 Estimation de la position	22
2.3.1 Méthodes déterministes	22
2.3.1.1 Angulation	23
2.3.1.2 Latération circulaire	24
2.3.1.3 Latération hyperbolique	26
2.3.2 Méthodes probabilistes.....	27
2.3.3 Méthodes par empreinte radio « <i>Fingerprinting</i> ».....	28
2.4 Conclusion.....	28

Chapitre 3 : Estimation des TDOAs dans le contexte UMTS-FDD	29
3.1 Introduction	29
3.2 Système UMTS	29
3.2.1 Évolution des systèmes de communication mobile	29
3.2.2 Systèmes incompatibles	30
3.2.3 Systèmes de troisième génération	30
3.2.4 Objectifs de l'UMTS	30
3.2.5 Caractéristiques de l'UTRA-FDD	31
3.3 Techniques de localisation pour un système UMTS	31
3.4 Choix de la méthode de localisation pour le système UMTS-FDD dans un environnement outdoor (macro cellule).....	33
3.5 Estimation des TDOAs dans le système UMTS-FDD	34
3.5.1 L'estimateur RAKE	37
3.5.2 L'estimateur Wiener Modifié (WM)	38
3.5.3 L'estimateur Wiener Modifié par Projection de Sous espace (WMSP)...	39
3.5.4 L'algorithme de Root MUSIC (<i>MUltiple Signal Classification</i>).....	40
3.6 Choix du seuil de détection des pics	41
3.6.1 La détection à seuil fixe.....	41
3.6.2 Le détecteur CA-CFAR	41
3.7 Résultats.....	45
3.8 Conclusion	50
Chapitre 4 : Estimation de la position d'un mobile à base des mesures des TDOAs	51
4.1 Introduction	51
4.2 Algorithmes de localisation hyperbolique	51
4.2.1 Méthode Analytique	52
4.2.2 Méthode des moindres carrées LS (Least Squares	54
4.2.3 Méthode de Taylor	54
4.2.4 Méthode de maximum de vraisemblance approximative AML (Approximate Maximum Likelihood)	56
4.2.5 Méthode de Chan Ho	57
4.2.6 Méthode de Fang	60
4.2.7 Méthode d'intersection sphérique	61
4.2.8 Méthode d'interpolation sphérique	62
4.2.9 Méthode de Friedlander	63
4.2.10 Méthode de DAC	64
4.3 Borne de Cramer Rao (BCR)	65
4.4 Résultats	66
4.5 Conclusion	72

Chapitre 5: Poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs	73
5.1 Introduction	73
5.2 Filtre de Kalman	73
5.2.1 Application du filtre de Kalman Linéaire pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs	76
5.2.2 Application du Filtre de Kalman Etendu pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs	81
5.2.3 Application du Filtre de Kalman Unscented pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs	82
5.3 Résultats	86
5.4 Conclusion	90
Conclusion générale	91
Références	92

Liste des Abréviations

<i>A-GNSS</i>	Assisted Global Navigation Satellite System
<i>AM</i>	Analytical Method
<i>AML</i>	Approximate Maximum Likelihood
<i>ATSC</i>	American Television Standard Committee
<i>BS</i>	Base Station
<i>CA-CFAR</i>	Cell- Averaging Constant False Alarm Rate
<i>CDF</i>	Cumulative Distribution Function
<i>CFAR</i>	Constant False Alarm Rate
<i>CPICH</i>	Common Pilot Channel
<i>CRMB</i>	Cramer-Rao Matrix Bound
<i>DAC</i>	Divide-And-Conquer
<i>D-AMPS</i>	Digital- Advanced Mobile Phone Service
<i>DPCH</i>	Dedicated Physical Channel
<i>EPC</i>	Electronic Product Code
<i>FDD</i>	Frequency Division Duplex
<i>FIM</i>	Fisher information matrix
<i>FPLMTS</i>	Futur Public Land Mobile Telephone System
<i>GLONASS</i>	GLObal NAVigation Satellite System
<i>GPS</i>	Global Positioning System
<i>GSM</i>	Global System for Mobile Communications
<i>ID</i>	Identification
<i>IMT</i>	International Mobile Telecommunication
<i>IPDL</i>	Idle Period Downlink
<i>LED</i>	Light Emitting Diode
<i>LMU</i>	Location Measurement Unit
<i>LP- WPAN</i>	Low Power Wireless Personal Area Network
<i>LS</i>	Least Squares
<i>MCLP</i>	Moindres Carrés Linéaires Pondérés
<i>MIMO</i>	Multiple-Input Multiple Output
<i>MS</i>	Mobile Station
<i>MUSIC</i>	MUltiple SInal Classification
<i>MW</i>	Modifed-Wiener

<i>MWRE</i>	Modifed-Wiener Rake Estimator
<i>ORTLS</i>	Optical Real-Time Location System
<i>OTDOA</i>	Observed Time Difference Of Arrival
<i>PDA</i>	Personal Digital Assistant
<i>PDC</i>	Personal Digital Cellular
<i>PDP</i>	Power Delay Profile
<i>PHS</i>	Personal Handy phone System
<i>PLMN</i>	Public Land Mobile Network
<i>PN</i>	Pseudo Noise
<i>RFID</i>	Radio-Frequency IDentification
<i>RFSRU</i>	Radio Frequency Synchronisation Receiving Unit
<i>RFSU</i>	Radio Frequency Synchronisation Unit
<i>RSSI</i>	Range Signal Strength Indication
<i>RTT</i>	Round Trip Time
<i>SRNC</i>	Serving Radio Network Controller
<i>TDD</i>	Time Division Duplex
<i>TDOA</i>	Time Difference Of Arrival
<i>TNT</i>	Télédiffusion Numérique Terrestre
<i>TOA</i>	Time Of Arrival
<i>TPS</i>	TV Positioning System
<i>TS</i>	Taylor Series
<i>UIT</i>	Union Internationale de Télécommunications
<i>ULB</i>	Ultra Large Bande
<i>UMTS</i>	Universal Mobile Telecommunication System
<i>U-TDOA</i>	Uplink Time Difference of Arrival
<i>UTRA</i>	Universal Terrestrial Radio Access
<i>UWB</i>	Ultra Wide Band
<i>VPS</i>	Video Processing Software
<i>WCDMA</i>	Wideband Code Division Multiple Access
<i>Wi-Fi</i>	Wireless Fidelity
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Networks
<i>WLS</i>	Weighted linear Least Squares
<i>WPAN</i>	Wireless Personal Area Network
<i>WPS</i>	Wi-Fi Positionning System

Liste des Figures

Figure 1.1	Schéma synoptique des blocs fonctionnels d'un système de positionnement	04
Figure 1.2	Fonctionnement d'un système de positionnement par TV.....	08
Figure 1.3	Positionnement par Bluetooth avec la méthode de triangulation.....	11
Figure 1.4	Emetteur mobile ULB de la société Ubisense	12
Figure 1.5	Représentation d'un environnement expérimental pour un système de positionnement par Zigbee	13
Figure 1.6	Positionnement indoor en utilisant des tags RFID	13
Figure 1.7	Tag RFID	14
Figure 1.8	Principe de fonctionnement du système 'Active Badge '.....	15
Figure 1.9	Système optique de localisation en temps réel	17
Figure 2.1	Technique de radiolocalisation basée sur l'angle d'arrivée des signaux des trajets directs reçus	20
Figure 2.2	Estimation des TOAs au niveau des stations de bases (a) et du mobile (b).....	21
Figure 2.3	Angulation	24
Figure 2.4	Latération circulaire.....	25
Figure 2.5	Latération hyperbolique	27
Figure 3.1	Localisation par sous réseau (<i>Cell-ID</i>)	32
Figure 3.2	Calcul des TDOAs	35
Figure 3.3	Seuil adaptatif	42
Figure 3.4	Implémentation du détecteur CA-CFAR	44
Figure 3.5	Configuration macro cellulaire	45
Figure 3.6	Profil de canal par intercorrélation des Trois BS considérées dans la simulation correspondant à l'estimateur Rake. (moyennage sur 20 slots).....	46
Figure 3.7	Détection automatique du trajet direct avec un seuil fixe pour l'estimateur Wiener modifié (WM)	47
Figure 3.8	Détection automatique du trajet direct avec un seuil adaptatif CACFAR pour l'estimateur WMSP. $P_{fa} = 10^{-6}$, $N = 14$	48
Figure 3.9	La CDF de l'erreur de localisation basée sur l'estimation des TDOAs par des différentes méthodes	49

Figure 4.1	Géométrie de localisation à base des TDOAs	66
Figure 4.2	Performance de l'algorithme de Chan en fonction de la position du mobile et le nombre de BSs intervenant dans le calcul, STD_Dist=1..	67
Figure 4.3	Performance de l'algorithme de Chan en fonction de la position du mobile et le nombre de BSs intervenant dans le calcul, STD_Dist=10	68
Figure 4.4	Comparaison entre les quatre algorithmes Chan, TS, LS et AM en fonction de la position du mobile pour 4 BSs et STD_Dist = 1.....	70
Figure 4.5	Comparaison entre les quatre algorithmes Chan, TS, LS et AM en fonction de la position du mobile pour 4 BSs et STD_Dist = 10.....	71
Figure 5.1	Géométrie utilisée en poursuite, trajectoire réelle et trajectoires estimées par les différents algorithmes testés du mobile à base des mesures TDOAs	87
Figure 5.2	FR des erreurs de localisation, pour les différents algorithmes testés...	88
Figure 5.3	Erreur quadratique moyenne obtenue sur 1000 simulations de Monte Carlo pour les différents algorithmes testés	89

Liste des Tableaux

Tableau 4.1	Comparaison entre l'EQM (pratique) et la BCR (théorique) pour les différents algorithmes de trilatération en cas de 4 BSs	72
--------------------	---	----

Introduction

Depuis une dizaine d'années environ, surtout avec la naissance du système de positionnement GPS (*Global Positioning System*), on remarque une demande croissante des systèmes de positionnement. Cette forte demande est stimulée par plusieurs facteurs dont, entre autres, l'insécurité croissante, la recherche d'une efficacité plus grande dans la conduite des affaires commerciales, etc.

Aujourd'hui, nous avons différents types de technologies de positionnement qui peuvent être utilisées pour déterminer la position des utilisateurs, comme les réseaux cellulaires, en particulier le GSM et l'UMTS, les réseaux WLAN comme le Wifi ainsi que les réseaux WPAN comme l'UWB et le bluetooth, l'infrarouge, l'ultrason.....etc.

Il existe plusieurs techniques de mesure telles que : Time Of Arrival (TOA), Time Difference Of Arrival (TDOA), Angles Of Arrival (AOA), Received Signal Strength (RSS), pour le calcul des distances et des angles dans les systèmes de géolocalisation utilisant les ondes radio. Parmi ces dernières, les méthodes TOA et TDOA sont largement utilisées dans les systèmes de positionnement. Les paramètres de localisation, tels que les TDOAs doivent d'abord être mesurés avec précision avant d'être utilisés par un algorithme approprié pour estimer la position du MS.

L'estimation de la position d'un mobile à base des mesures des différences des temps d'arrivée, TDOAs, est l'une des approches les plus courantes. Une fois que les TDOAs sont estimées, elles sont converties en différences de distances. La position du mobile peut alors être obtenue en résolvant des équations hyperboliques non linéaire, en utilisant ces distances.

Dans le cas où le mobile se déplace, l'information sur sa position doit être mise à jour régulièrement. Les performances de localisation peuvent être améliorées en utilisant les techniques de poursuite telles que celles basées sur le filtre de Kalman.

L'objectif principal de ce travail est d'évaluer et comparer les méthodes de localisation et de poursuite d'un mobile dans un réseau UMTS FDD, à l'aide de mesures des différences des temps d'arrivée, TDOAs, obtenues après une estimation de la réponse impulsionnelle du canal.

Notre mémoire contient cinq chapitres:

- Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les systèmes et les différentes technologies de positionnement.
- Dans le deuxième chapitre on décrit les techniques de base utilisées pour le positionnement d'un mobile dans les systèmes de radiolocalisation en particulier.
- Dans le troisième chapitre, on présente le système de radiolocalisation UMTS FDD choisi pour notre étude, et on étudie et on compare différentes méthodes de calcul des TDOAs dans ce système pour une localisation outdoor.
- Dans le quatrième chapitre, on présente la plupart des méthodes d'hyperlatération qui existent pour estimer la position du mobile à partir des TDOAs.
- Le dernier chapitre est dédié à l'évaluation et la comparaison des performances du filtre de Kalman et ses variantes pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs.

Chapitre 1

Technologies de positionnement

1.1 INTRODUCTION

La localisation répond à la question 'Où est-il ?' Cela peut être un lieu symbolique, comme une salle ou une rue, ou cela peut être défini par des coordonnées en deux ou trois dimensions. Elle peut aussi être vue comme l'emplacement et la distance d'un terminal. Quant au positionnement c'est le processus de trouver les coordonnées en deux ou trois dimensions de ce terminal et peut également signifier la détermination de sa distance. Cette dernière peut être relative ou absolue : Une position relative est décrite par une distance ou un relèvement par rapport à un objet particulier, alors que la position absolue a des coordonnées de deux ou trois dimensions dans un repère défini [1].

Les systèmes de positionnement sont utilisés dans plusieurs domaines, par exemple pour trouver l'hôtel ou le restaurant le plus proche, avoir des informations touristiques sur le lieu que l'on visite....etc. Dans le domaine médical par exemple, on utilise les systèmes de positionnement pour des personnes qui souffrent de pertes de mémoire ou plus généralement sur les personnes qui présentent un risque de ne pas retrouver leur chemin au cas où elles se perdraient. C'est le cas des personnes atteintes de la maladie d'Alzheimer. Ils peuvent également être employés pour dépister le personnel de service (par exemple, policiers, équipes de secours, sapeurs-pompiers, etc.), les enfants perdus, les criminels suspects, et les véhicules volés.

Ces systèmes sont aussi utilisés dans les entreprises pour faire le suivi de marchandises ou pour identifier rapidement dans un grand entrepôt un objet. Dans le domaine militaire, ils servent essentiellement à l'espionnage ou au suivi de missions militaires [2].

1.2 ARCHITECTURE D'UN SYSTEME DE POSITIONNEMENT

Un schéma synoptique de base des blocs fonctionnels d'un système de positionnement est proposé dans la *figure 1.1* Il se compose : d'un certain nombre de dispositifs de détection, d'un algorithme de positionnement et d'un système d'affichage.

D'abord, les capteurs détectent les signaux transmis ou reçus par des points de référence, de positions connues, utilisant différentes technologies de détection : radio, infrarouge, ou ultrason....etc. La technique de détection convertit le signal reçu en métrique de positionnement telles que : temps d'arrivée (TOA), angle d'arrivée (AOA), temps différentiel d'arrivée (TDOA), ou la puissance du signal reçu (RSS). Etant donné un

ensemble de points de référence connus, une position relative de la station mobile peut être dérivée grâce à ces métriques.

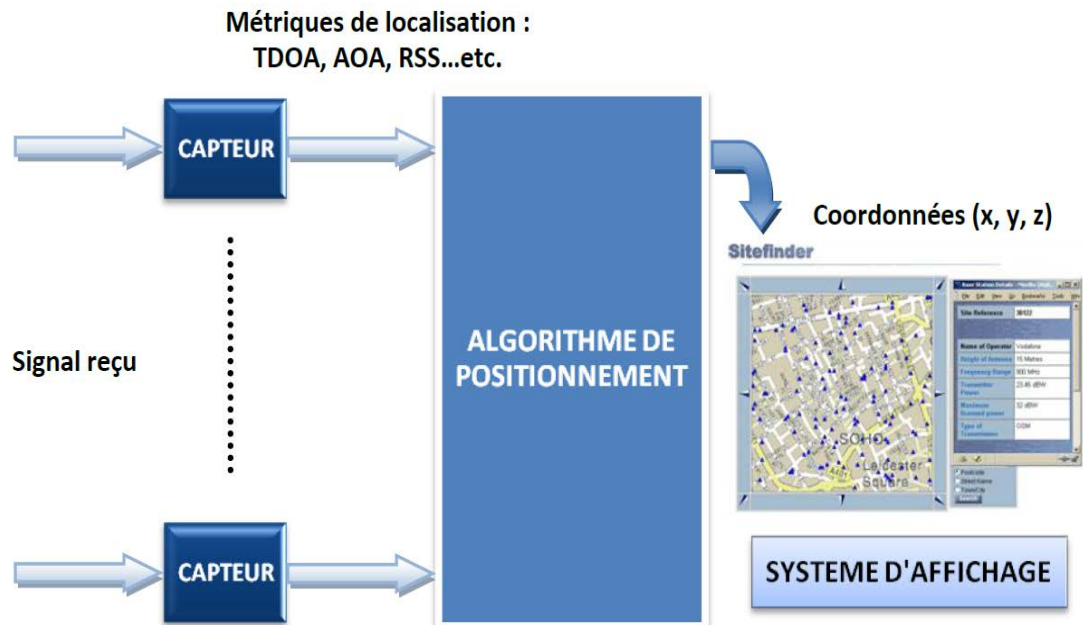


Figure 1.1 : Schéma synoptique des blocs fonctionnels d'un système de positionnement.

Après, l'algorithme de positionnement traite la métrique et estime la position du mobile en utilisant différentes approches. Finalement, le système d'affichage convertit les informations sur la position en format approprié pour l'utilisateur. Un cadre général, pour la conception de système de positionnement et l'évaluation des performances, est exigé pour le succès et la croissance de cette technologie. Il existe quatre critères de choix pour les systèmes de positionnement qui sont : la performance, le coût, la complexité, la sécurité, et les besoins de l'application [3].

1.3 CLASSIFICATION DES SYSTEMES DE POSITIONNEMENT

Il existe plusieurs classifications des systèmes de positionnement. Alors que certains d'entre eux sont très stricts, d'autres peuvent être très arbitraires. Sans le besoin de juger ou justifier l'un d'eux, on présente les plus communs.

Selon le type d'information fournie, les techniques de positionnement peuvent être divisées en deux grandes catégories: le positionnement absolu et le positionnement relatif.

Les méthodes de positionnement relatif consistent à déterminer l'emplacement de l'utilisateur en calculant les mouvements effectués à partir d'une position initiale connue. Les systèmes de navigation utilisés dans les avions commerciaux et militaires sont un bon exemple des systèmes basés sur le positionnement relatif.

Les méthodes de positionnement absolu consistent à déterminer l'emplacement de l'utilisateur sans aucune information sur sa position initiale, en utilisant généralement un récepteur et une infrastructure terrestre ou spatiale (par satellite). Un exemple bien connu des systèmes basés sur le «positionnement absolu» est le GPS américain.

Selon l'infrastructure utilisée, les méthodes de positionnement peuvent être divisées en techniques basées sur:

- Satellite
- PLMN (Public Land Mobile Network)
- Autres (Par exemple: WLAN, Bluetooth, RFID, UWB, etc)

Le premier groupe concerne les méthodes de positionnement qui sont basées sur l'utilisation de l'orbite satellitaire, tels que le GPS, Glonass ou Galileo.

Le deuxième groupe basé sur le "positionnement PLMN", correspond aux techniques de localisation développées pour les réseaux mobiles terrestres publiques. Celles-ci ont été initialement déployées aux Etats-Unis sous la pression de la FCC (Federal Communications Commission) qui exige la localisation des utilisateurs appelant le numéro d'urgence 911. Les technologies de localisation sont actuellement mises en œuvre dans la plupart des réseaux européens de télécommunications sans fil à des fins commerciales. La plupart des méthodes de positionnement cellulaires sont incorporées dans les standards de télécommunications mobiles (2G/2.5G/3G/3.5G).

Le troisième et dernier groupe, correspond aux technologies qui n'ont pas été développées spécifiquement pour des fins de positionnement mais qui peuvent être utilisées, en plus de leur fonction première, pour déterminer l'emplacement d'un utilisateur. Ces technologies englobent WLAN et Bluetooth par exemple.

Une autre distinction peut être faite, selon le niveau du calcul de la position. Dans certains cas, le traitement principal est effectué au niveau du terminal. Dans d'autres cas, le traitement principal est effectué dans le réseau. Par conséquent, les méthodes de positionnement peuvent être classées en techniques basées sur:

- Réseau.
- Mobile ou Terminal.

Les technologies satellitaires par exemple utilisent en règle générale, des techniques de positionnement basées sur le Terminal.

Enfin, les techniques de positionnement peuvent être classées en fonction de l'environnement de leur couverture en:

- Extérieur (Outdoor)
- Intérieur (Indoor) : dans des infrastructures ou bâtiments.

Bien qu'il existe un grand effort de recherche d'adaptation des méthodes de positionnement par satellite, pour un environnement indoor, celles-ci sont toujours considérées comme des techniques de positionnement pour un environnement outdoor.

Les techniques de positionnement basées sur PLMN peuvent être implémentées dans un environnement intérieur et extérieur, alors que les techniques du groupe «autres» sont toujours classées dans les environnements intérieurs. Les techniques de positionnement conçues en particulier pour un environnement intérieur appartiennent dans la plupart des cas au groupe des techniques de positionnement relatif.

De nouvelles, techniques de positionnement hybride intérieur / extérieur ont été développées [4].

On présente dans ce chapitre les systèmes de positionnement en les classant selon leur utilisation des ondes radio ou non.

1.3.1 LES SYSTEMES DE POSITIONNEMENT RADIO

1.3.1.1 Les systèmes de positionnements basés sur les satellites

Dans ces systèmes l'objet mobile est localisé à l'aide de récepteurs des signaux satellitaires. Du fait que Les satellites couvrent d'énormes zones géographiques, le positionnement par satellites peut déterminer l'emplacement d'une cible sur un continent tout entier, voire le monde entier. On peut citer le système américain GPS qui fonctionne avec au moins 24 satellites et qui permet ainsi une couverture mondiale, le système européen Galileo ou le système russe GLONASS (GLObal NAVigation Satellite System) [5].

Le principe de base du positionnement par satellite repose sur la trilatération spatiale. L'observation des signaux provenant des satellites permet de mesurer la distance entre le mobile et chacun des satellites observés. Connaissant la position de chaque satellite dans l'espace, on peut calculer la position du mobile [6].

1.3.1.2 Les systèmes de positionnement basés sur les réseaux cellulaires

L'utilisation des systèmes de positionnement par satellites pose deux problèmes : le coût non négligeable de l'utilisation du segment spatial qui sera à la charge des opérateurs et la non disponibilité du signal direct spécialement dans la localisation en intérieur ou à l'extérieur sous des conditions difficiles : reliefs montagneux, conditions climatiques sévères, ...etc [7]. Pour ces raisons, certains opérateurs se sont orientés vers des réseaux cellulaires ou même des réseaux hybrides.

Il y a eu de nombreuses propositions pour des améliorations aux systèmes de positionnement par des réseaux cellulaires (GSM, UMTS) afin de fournir des services plus précis que Cell ID (Cell IDentification). La plupart sont basées sur la connaissance du temps d'arrivée du signal qui est facilité par le fait que les radios numériques envoient des informations en paquets de données séquentiels très organisés et dépendants en temps.

Il est probable que le positionnement cellulaire ne sera jamais aussi précis que le GPS, mais il a l'avantage de travailler à l'intérieur et dans d'autres zones où les signaux GPS sont difficiles à recevoir [8].

1.3.1.3 Les systèmes de positionnement par la télévision Numérique terrestre (TV Positioning System (TPS))

La télédiffusion numérique terrestre (TNT) est une bonne candidate pour la localisation. L'entreprise Américaine ROSUM a débuté des travaux sur l'évaluation des performances de la localisation par la TNT.

Le signal de télévision numérique, défini aux États-Unis suivant le standard American Television Standard Committee (ATSC), comporte des signaux de synchronisation utilisables en localisation. Dans les environnements difficiles, le niveau des signaux de télévision numérique est supérieur à ceux du GPS d'une quarantaine de décibels. Par rapport au GPS, les signaux ne sont pas affectés par l'effet Doppler de l'émetteur (les stations de base étant fixes et donc de position connue) et les effets dus à la

traversée de l'ionosphère sont inexistantes. Ces signaux de synchronisation ne subissent pas autant de perturbations que les signaux GPS. Enfin, les signaux TV sont à de faibles fréquences 470-870 MHz. Leur propagation est bien adaptée aux environnements urbains.

Les avantages de ce moyen de localisation par rapport au GPS sont :

- Les signaux sont émis à partir d'antennes de positions connues.
- Les signaux émis sont dimensionnés pour qu'une antenne TV se trouvant à l'intérieur d'un bâtiment puisse les recevoir.
- La distance séparant un récepteur d'un émetteur est comprise entre 25 à 75 km.
- Le positionnement peut-être effectué avec un seul des signaux TV parmi les nombreux signaux disponibles émis par une station de base.
- La bande des signaux est de 6 à 8 MHz et toute cette bande est disponible pour faire de la localisation. De ce fait, la précision temporelle est plus importante que celle du GPS.

ROSUM exploite les mesures du temps d'arrivée des signaux (analogue à celle du GPS) captés d'au moins trois émetteurs TV différents. La *figure 1.2* représente les étapes de fonctionnement d'un TPS. Cette localisation est intéressante car avec l'apparition du service de télévision sur les téléphones mobiles, la solution proposée par ROSUM est considérée comme un candidat très sérieux pour remplir le cahier des charges de la localisation des terminaux mobiles.

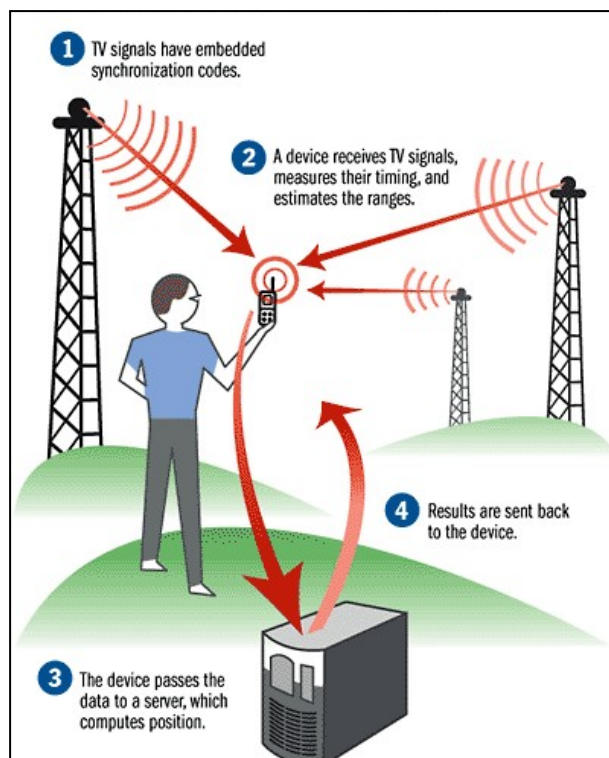


Figure 1.2 : Fonctionnement d'un système de positionnement par TV.

1.3.1.4 Les systèmes de positionnement par les réseaux locaux WLAN

La norme IEEE 802.11 est un standard international décrivant les caractéristiques des réseaux locaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Networks) [9]. Aujourd'hui le terme Wi-Fi (Wireless Fidelity) est devenu le nom commercial des systèmes fonctionnant avec le standard 802.11 [10]. Dans la pratique le Wi-Fi permet de relier des ordinateurs portables, des machines de bureau, des assistants personnels (PDA : Personal Digital Assistant) ou tout type de périphérique à une liaison haut débit (11 Mbps ou supérieur) sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur (généralement entre une vingtaine et une cinquantaine de mètres) et de plusieurs centaines de mètres en environnement ouvert [9].

Le positionnement à l'aide de la technologie Wi-Fi est baptisé WPS pour Wi-Fi Positioning System. En comparaison avec le GPS, le WPS remplace l'infrastructure des satellites par les infrastructures radios des réseaux Wi-Fi et dispose de plusieurs atouts :

- Sa couverture intérieure et extérieure, lui permettant, au contraire du GPS, de continuer à fournir un positionnement relativement précis en indoor et dans certaines zones urbaines denses avec des effets de canyon urbain. La technologie donne même les meilleurs résultats dans un environnement particulièrement dense, en raison de la multiplication des points d'accès.
- Il n'implique pas de matériel supplémentaire, l'équipement Wi-Fi étant déjà présent au sein des différents appareils de communication.

Il présente cependant des inconvénients :

- WPS pose un problème de couverture en environnement rural ou dans des zones peu équipées en points d'accès Wi-Fi.
- Les points d'accès Wi-Fi sont des récepteurs plus mobiles que les infrastructures GPS, ce qui peut fausser les calculs si les bases de données ne sont pas mises à jour régulièrement.

La technique basée sur le RSS est la plus souvent utilisée en Wi-Fi. La méthode TOA est peu envisageable pour du Wi-Fi car les points d'accès ne sont pas synchronisés avec les récepteurs; de même pour la technique TDOA, les points d'accès radio doivent avoir des horloges très précises et bien synchronisées. Il existe des systèmes qui utilisent cette technique TDOA mais nécessitent du matériel supplémentaire (des points d'accès ou des récepteurs spécifiques) pour mesurer la différence de temps. La technique AOA demande des antennes motorisées (ou à balayage) pour déterminer l'angle de réception et est peu utilisée actuellement avec les antennes des points d'accès WiFi mais l'arrivée des

Localisation d'un mobile dans un réseau UMTS

systèmes MIMO Wi-Fi (MIMO : Multiple-Input Multiple Output) pourrait modifier cette situation [11].

1.3.1.5 Les systèmes de positionnement par les réseaux personnels WPAN

Alors que la norme IEEE 802.11 ou Wi-Fi domine les réseaux WLAN, il existe plusieurs standards qui composent les réseaux WPAN. Le réseau personnel sans fil WPAN (Wireless Personal Area Network) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée (courte distance), de l'ordre de quelques mètres [10]. Ces réseaux peuvent également être utilisés pour le positionnement d'un mobile

1.3.1.5.1 Bluetooth

Bluetooth est basé sur le standard IEEE 802.15.1. C'est une technologie radio destinée à simplifier les connexions entre les appareils électroniques. Elle a été conçue dans le but de remplacer les câbles entre les ordinateurs et les imprimantes, les scanners, les claviers, les souris, les téléphones portables, les PDA, les autoradios et les appareils photo numériques [11]. Du fait de sa faible consommation électrique, cette technologie est devenue le standard de raccordement courte distance sans fils, soit le standard des WPANs [10].

Dans un système de positionnement par Bluetooth, les serveurs sont situés dans une zone où la position d'un poste client doit être estimée. Ces serveurs sont programmés pour donner les coordonnées de la position d'un client demandeur. Les périphériques Bluetooth qui ne disposent pas de programmation particulière pour gérer une demande de positionnement peuvent également être utilisés. La méthode de positionnement suppose que si une connexion est faite, le client demandeur se trouve dans les 10 mètres du serveur. Une grande précision est obtenue lorsqu'un client établit une connexion avec deux ou plusieurs serveurs de positionnement. Dans la *figure 1.3* le client à la position 1 a établi des connexions avec les périphériques A, B et C dont les coordonnées sont disponibles. Le dispositif D est hors de portée. Le client est situé dans la région hachurée. Les coordonnées de la position estimée peuvent être calculées à partir de l'intersection des cercles qui lient la région. Lorsque le client se déplace à la position 2, il est dans la zone de couverture des dispositifs C et D, et est donc situé dans la région hachurée correspondante. Afin de faire des estimations de la position, le client mobile doit tenter de se connecter à plusieurs

périphériques Bluetooth. Ses coordonnées sont alors obtenues à partir des serveurs avec lesquels la connexion a réussi.

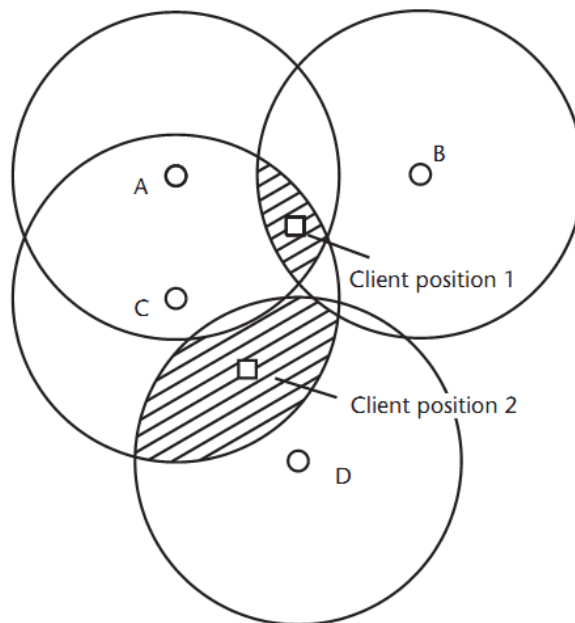


Figure 1.3 : Positionnement par Bluetooth avec la méthode de triangulation.

Une autre méthode de positionnement par Bluetooth utilise les mesures RSSI (Range Signal Strength Indication) pour obtenir la distance d'un client à plusieurs points d'accès Bluetooth à positions connues, puis des calculs de triangulation sont effectués afin d'estimer les coordonnées de la position du client [1].

1.3.1.5.2 UWB

L'ultra large bande UWB (Ultra Wide Band) est basée sur le standard IEEE 802.15.3 C'est une technologie émergente dont les performances en terme de localisation semblent prometteuses. Les techniques de localisation associées sont généralement basées sur les techniques temporelles, à savoir TOA et TDOA. L'émission d'impulsions (voir *figure 1.4*) très brèves doit être favorable à la recherche du premier trajet correspondant au trajet direct entre un émetteur et un récepteur. S'il est possible de déterminer précisément l'instant d'arrivée de ce premier trajet, l'application d'un algorithme de trilatération semblable à celui utilisé pour le GPS permettra d'estimer la position du mobile. Des précisions de l'ordre de quelques centimètres sont attendues de cette nouvelle technologie du fait du grand pouvoir de séparation des trajets les uns par rapport aux autres [9].



Figure 1.4 : Emetteur mobile ULB de la société Ubisense [12].

1.3.1.5.3 Zeebbee

ZigBee est basé sur le standard IEEE 802.15.4 qui est un protocole de communication utilisé par exemple dans les réseaux sans fil personnels (ou en anglais LR-WPAN pour Low Rate Wireless Personal Area Network ou aussi LP-WPAN pour Low Power Wireless Personal Area Network) du fait de leur faible consommation, de leur faible portée et du faible débit de leurs dispositifs. Zigbee est apparu après les technologies Bluetooth et WiFi [11].

Un système de positionnement par ZigBee comprend deux catégories de nodes (nœuds): le node de référence et le node à positionner (node aveugle, également connu par le node mobile). Le node de référence qui a une position statique doit être configuré avec les valeurs X_i et Y_i qui correspondent à une position physique. La tâche principale du node de référence est de fournir un paquet d'informations qui contient les coordonnées X_i et Y_i pour le node mobile.

Le node mobile va communiquer avec les nodes de référence voisins, pour la collecte des X_i , Y_i et les valeurs RSSI (Received Signal Strength Indicator) de chacun de ces nodes, et calculer sa position X , Y à base des paramètres d'entrée en utilisant le matériel de localisation. Ensuite, la position calculée doit être envoyée à une station de contrôle. Cette station de contrôle pourrait être un PC ou un autre node dans le système.

La *figure 1.5* représente un exemple d'un environnement expérimental pour un système de positionnement ZigBee qui comprend un node mobile fixé sur un robot et 8 nodes de référence [13].

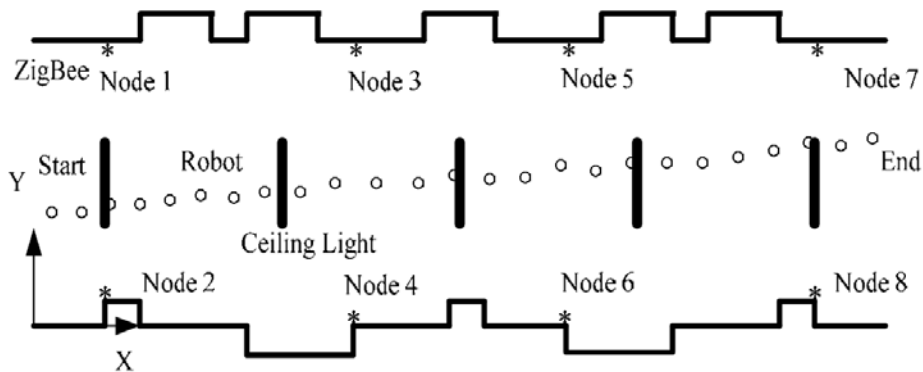


Figure 1.5 : Représentation d'un environnement expérimental pour un système de positionnement par Zigbee (Couloir d'un laboratoire).

1.3.1.6 Les systèmes de positionnement par RFID

Le début de la technologie RFID (Radio-Frequency Identification) revient à l'époque de la seconde guerre mondiale [4]. Cette technologie permet d'identifier un objet ou une personne (voir *figure 1.6*), d'en suivre le cheminement et d'en connaître les caractéristiques distance grâce à une étiquette émettant des ondes radio, attachée ou incorporée à l'objet ou à la personne. Du fait que les composants RFID sont moins chers, la technologie est devenue plus répandue et plus médiatisée ces dernières années.

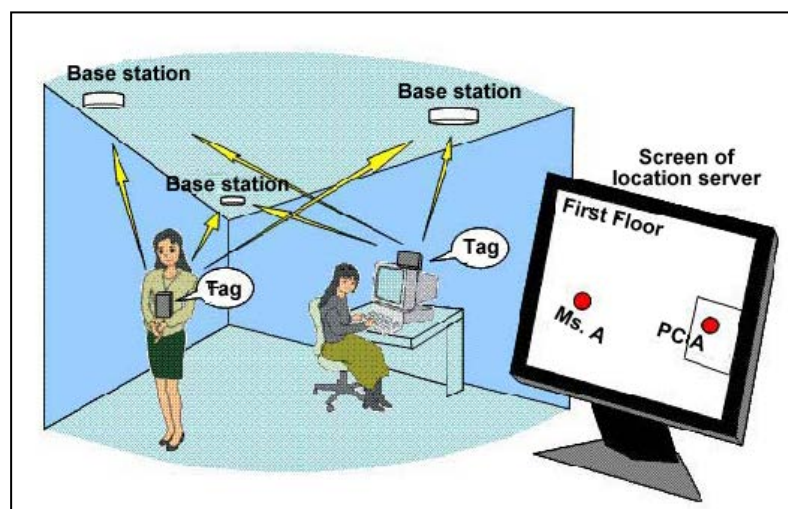


Figure 1.6 : Positionnement indoor en utilisant des tags RFID [14].

Le système RFID est constitué d'étiquettes (tags), et d'un lecteur d'étiquettes avec une antenne et un logiciel qui l'accompagne.

Le tag (étiquette)

Une des méthodes d'identification les plus utilisées est d'abriter un numéro de série ou une suite de données dans une puce (chip) et de relier cette dernière à une petite antenne. Le couple représenté sur la *figure 1.7* (puce silicium + antenne) est alors encapsulé dans un support (RFID Tag ou RFID Label). Ces "tag" peuvent alors être incorporés dans des objets ou être collés sur des produits. Le tout est alors imprimé sur un support pliable, souvent adhésif. Le format des données inscrites sur les étiquettes est standardisé à l'initiative d'EPC Global (Electronic Product Code).

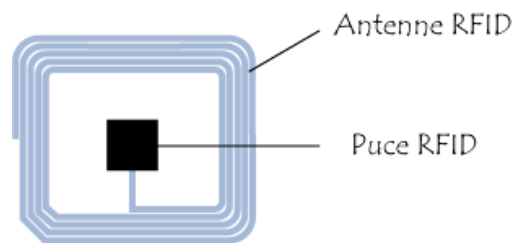


Figure 1.7 : Tag RFID.

Le lecteur

Le lecteur/enregistreur est constitué d'un circuit qui émet une énergie électromagnétique à travers une antenne, et d'une électronique qui reçoit et décode les informations envoyées par le transpondeur et les envoie au dispositif de collecte des données. En plus de lire les étiquettes RFID, le lecteur est capable d'écrire leur contenu. Le lecteur RFID est l'élément responsable de la lecture des étiquettes radiofréquence et de la transmission des informations qu'elles contiennent (code EPC ou autre, informations d'état, clé cryptographique...) vers le niveau suivant du système (middleware). Cette communication entre le lecteur et l'étiquette s'effectue en quatre temps:

- 1) Le lecteur transmet par radio l'énergie nécessaire à l'activation du tag.
- 2) Il lance alors une requête interrogeant les étiquettes à proximité.
- 3) Il écoute les réponses et élimine les doublons ou les collisions entre réponses.
- 4) Enfin, il transmet les résultats obtenus aux applications concernées. La communication entre le lecteur et l'étiquette s'effectue via les antennes qui équipent l'un et l'autre, ces éléments étant responsables du rayonnement radiofréquence [15].

Les techniques de positionnement RFID sont basées sur la connaissance de la position du lecteur. Lorsque l'objet étiqueté entre dans la portée du lecteur, sa position est

Localisation d'un mobile dans un réseau UMTS

supposée être égale à la position du lecteur (similaire à Cell-ID). En conséquence, il est possible de déployer des tags à travers la zone de couverture. Dans ce cas, le lecteur est monté sur un endroit dont la position est connue. La précision dépend de la densité des objets déployés (tags / lecteurs) à travers la zone de couverture. Avec les tags actifs, la précision de positionnement peut être améliorée avec les informations RSSI [4].

1.3.2 LES SYSTEMES DE POSITIONNEMENT NON RADIO

1.3.2.1 Infrarouge

Le signal infrarouge a les mêmes propriétés que la lumière visible. Il ne peut pas traverser des murs ou des obstacles. Par conséquent, il a une portée plutôt limitée dans les environnements indoor. Le système Active Badge est l'un des premiers systèmes de localisation en indoor. AT&T l'a élaboré entre 1989 et 1992. Ce système exploite la technologie infrarouge. Le mobile à localiser est équipé d'un tag infrarouge émettant un signal toutes les 10 secondes. Les récepteurs sont installés au plafond dans chaque pièce de l'environnement. Ces récepteurs sont reliés entre eux pour former un réseau permettant de détecter le tag actif comme c'est représenté sur la *figure 1.8*.

La présence de la lumière du jour est un frein au développement de cette technologie, car cette lumière perturbe la transmission infrarouge entre l'émetteur et le récepteur. La faible portée (environ 5 mètres) et le coût élevé des capteurs ont rapidement dévié les recherches vers d'autres technologies.

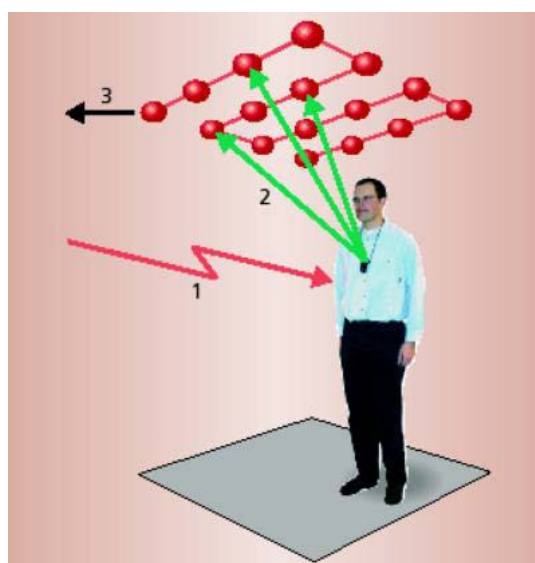


Figure 1.8: Principe de fonctionnement du système Active Badge.

1.3.2.2 Ultrason

Bien que l'ultrason fonctionne en basse fréquence (40 kilohertz typiques), il possède une bonne précision. Les avantages des dispositifs ultrason sont leur simplicité et leur faible coût. Cependant, l'ultrason ne pénètre pas les murs mais se reflète sur la plupart des obstacles en indoor. La portée varie entre 3m à 10m, mais l'influence de la température peut affecter les performances de ce type de système de positionnement [3].

1.3.2.3 Vidéo/images

Un système de positionnement basé sur la vidéo est normalement composé d'une caméra vidéo, d'un système d'enregistrement et un programme d'analyse d'images pour le positionnement et l'identification des objets. Un exemple d'application de ces systèmes est la localisation d'animaux au Centre de recherche de Foulum au Danemark. Les mesures des distances de déplacement des porcs dans leur environnement ont été estimées en utilisant un système d'analyse d'images. Dans cette recherche, un enregistrement vidéo au dessus d'une litière a été effectué. Après l'enregistrement, des programmes tournant sur un ordinateur personnel (PC) ont été utilisés pour extraire des images à des intervalles de 4 secondes puis mesurer le déplacement des porcs. En utilisant la souris du PC les coordonnées (x, y) du porc peuvent être fournies à l'utilisateur.

En Alnarp, Suède, ils ont utilisé la poursuite par vidéo comme solution, pour la détermination automatique et quasi-continue de la position de chacune des vaches dans l'étable pendant la journée. Ce système a été appelé système optique de localisation en temps réel (ORTLS : Optical Real-Time Location System). Le système (voir *figure 1.9*) se compose des parties suivantes: un collier avec une diode électroluminescente (DEL), une unité de synchronisation radio fréquence (RFSU : Radio Frequency Synchronisation Unit), qui synchronise les diodes électroluminescentes, une caméra vidéo et un ordinateur avec un logiciel de traitement vidéo (VPS : Video Processing Software).

Le système fonctionne comme suit. Chaque vache porte un collier spécial équipé d'une LED qui clignote une fois par minute. Les LED sont synchronisées par le RFSU (Radio Frequency Synchronisation Unit) qui envoie un signal de synchronisation, capturé par l'unité de réception de synchronisation radio fréquence RFSRU (Radio Frequency Synchronisation Receiving Unit). Les flashes de lumière des LEDs sont capturés par des caméras vidéo. Le signal vidéo provenant des caméras est «traduit» par le VPS en position

(x, y). Les coordonnées avec le temps correspondant sont stockés avec l'identification (ID) de la vache. Un groupe de 60 vaches au maximum peut être suivi avec cet équipement [16].

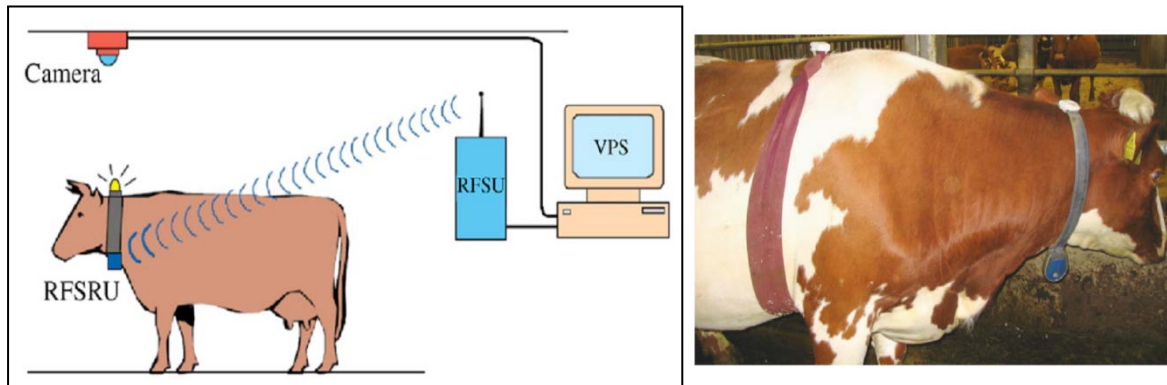


Figure 1.9 : Système optique de localisation en temps réel. RFSRU : unité de réception de synchronisation radio fréquence; RFSU : unité de synchronisation de fréquence radio; VPS : le logiciel traitement de vidéo.

1.3.2.4 Champ magnétique

L'exploitation d'un réseau de capteurs émettant un champ magnétique par l'intermédiaire de rails présents dans le sol a été explorée. À l'origine, ces systèmes étaient prévus pour le guidage d'objets dans des entrepôts, où des robots effectuaient de nombreux parcours pour aller rechercher des pièces.

Un autre domaine d'application est la capture de mouvements (enregistrement des mouvements effectués par une personne afin de les réintroduire dans une séance cinématographique). Le système a besoin que des émetteurs se trouvent à des emplacements connus à travers le bâtiment. Chacun de ces éléments émet un champ magnétique en permanence. Une séquence PN (Pseudo Noise) rythme les émissions en changeant la polarité du signal émis. Cette séquence PN distingue les éléments entre eux. Le mobile qui se déplace dans le bâtiment capte successivement différents signaux, et donc champs magnétiques. À l'aide d'un système basé sur la corrélation, le récepteur détermine la puissance du signal en provenance de chacun des émetteurs. Cette information de puissance du signal est utilisée pour déterminer la position occupée par le mobile. Le système exploite une estimation de la réponse impulsionnelle du canal [9].

1.4 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre la plupart des systèmes de positionnement ainsi qu'un panorama des technologies de localisation qui existent en variant les exemples sur la nature des objets mobiles à positionner (Robots, personnes, animauxetc). Toutes ces technologies ne sont pas adaptées à tous les milieux; c'est pour cela qu'il existe des systèmes de positionnement hybrides : cellulaire et WLAN, satellite et cellulaire, satellite et WLAN [17], afin d'étendre la couverture des environnements intérieurs et extérieurs et permettre une continuité de positionnement selon la mobilité des utilisateurs.

Chaque système de positionnement utilise le même concept. Si on a trois points de référence ou plus, on peut utiliser les mathématiques pour déterminer la place où l'on se trouve.

Chapitre 2

Techniques de positionnement

2.1 INTRODUCTION

Les technologies de positionnement les plus répandues sont celles utilisant les ondes radio (satellitaire et terrestre). Les systèmes de radiolocalisation utilisent des stations de bases (BS), des satellites ou d'autres dispositifs émettant des signaux radio au récepteur mobile.

Les techniques de localisation les plus étudiées pour ces systèmes sont les techniques basées sur l'estimation : des angles d'arrivée «AOA : *Angle Of Arrival* », des temps d'arrivée « TOA : *Time Of Arrival* », des différences des temps d'arrivée (TDOA : *Time Difference Of Arrival*) et des puissances des signaux reçus (RSS : *Received Signal Strength*). Elles sont classées selon les mesures (métriques) employées. Toutes ces méthodes dépendent de l'émission ou de la réception des signaux radio pour déterminer la position d'un objet sur lequel un récepteur radioélectrique ou un transducteur est attaché [18].

2.2 METRIQUES DE POSITIONNEMENT

Quatre types de métriques sont généralement retenus dans les systèmes de radiolocalisation : angle d'arrivée, temps d'arrivée, différence de temps d'arrivée et puissance reçue [19].

2.2.1 Angles d'arrivée (AOA)

Historiquement, l'angle d'arrivée a été le premier paramètre exploité pour déterminer la position d'un mobile [20]. La technique basée sur l'estimation d'angles d'arrivée utilise des antennes directionnelles ou encore un réseau d'antennes aux stations de bases pour mesurer la direction d'arrivée du signal provenant du trajet direct, émis par le mobile. Cette technique est illustrée à la *figure 2.1*. Les directions du trajet direct forment, respectivement, un angle φ_1 et φ_2 avec un axe prédéfini aux stations de bases BS1 et BS2. Leur intersection donne la position exacte du mobile. Cependant, étant donné que les antennes de réception disposent d'une marge d'erreurs $\pm \theta$ alors chaque station de base localise le mobile plutôt dans un faisceau égale à la direction mesurée plus ou moins la marge d'erreur. Le mobile se trouve ainsi dans la région formée par l'intersection des deux faisceaux.

D'autres techniques statistiques de positionnement directes ou itératives sont utilisées pour déterminer plus précisément le mobile dans cette région. Plus le mobile est éloigné des stations de base, plus grande est la zone d'intersection. La précision de cette technique se dégrade donc au fur et à mesure que le mobile s'éloigne des stations de base. On remarque aussi que lorsque le mobile se trouve sur la droite reliant les deux stations de base, il devient difficile de détecter sa position. Pour ces raisons, plus de deux stations de base sont généralement utilisées pour augmenter la précision de cette technique.

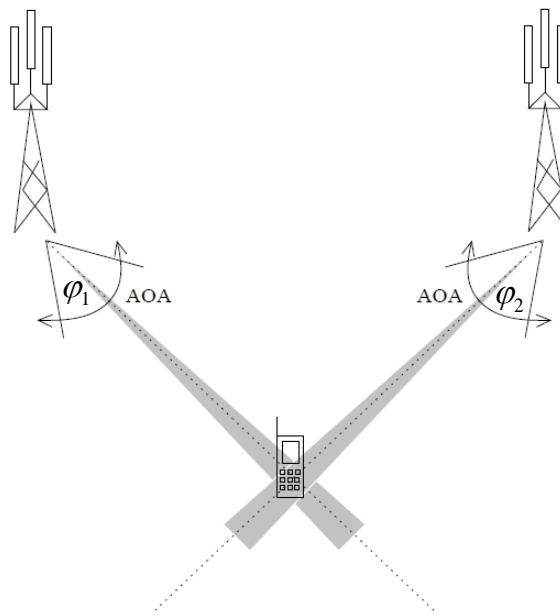


Figure 2.1 : Technique de radiolocalisation basée sur l'angle d'arrivée des signaux des trajets directs Reçus.

La technique de radiolocalisation utilisant l'angle d'arrivée des signaux reçus donne des erreurs de localisation importantes en milieu interne. En effet, avec les obstacles généralement présents en milieu interne, on peut ne pas recevoir le signal direct aux stations de base. L'angle d'arrivée d'un trajet réfléchi est alors pris comme étant celui du trajet direct; ce qui introduit de larges erreurs. Même en cas de présence du trajet direct, de puissants trajets réfléchis peuvent causer des interférences avec le trajet direct et introduire d'importantes erreurs dans l'estimation de l'angle d'arrivée de ce dernier. D'autre part, l'utilisation d'antennes directionnelles fait que le suivi d'un mobile en mouvement devient difficile car cela nécessite de rediriger constamment les antennes afin de leur permettre une réception optimale du signal direct provenant du mobile.

Tout ceci fait que la technique de radiolocalisation utilisant l'angle d'arrivée des signaux n'est pas très utilisée dans les environnements internes, surtout lorsque le profil de propagation du signal par trajets multiples du milieu est très sévère [2].

2.2.2 Temps de propagation

Un autre paramètre utilisé pour la localisation est le temps de propagation des signaux. Il suffit de connaître l'instant d'émission et l'instant de réception des signaux pour calculer la distance qui sépare l'émetteur du destinataire grâce au temps de propagation et à sa vitesse.

Quand les entités sont parfaitement synchronisées, ce procédé s'appelle Heure d'Arrivée (Time Of Arrival, TOA). Deux stratégies sont possibles :

- Soit que l'estimation des temps d'arrivée s'effectue à l'aide des signaux de la liaison montante, émis par le mobile et reçus au niveau des BSs (*figure 2.2 (a)*).
- Soit que l'estimation des temps d'arrivée est réalisée à partir des signaux de la liaison descendante, les signaux destinés au mobile (*figure 2.2 (b)*).

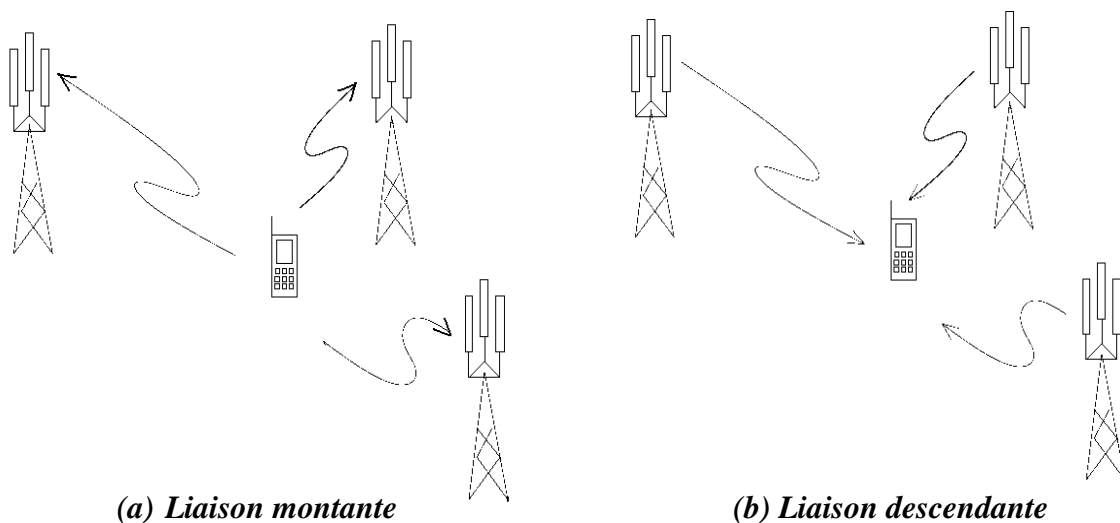


Figure 2.2: Estimation des TOAs au niveau des stations de bases (a) et du mobile (b).

S'il n'y a pas de synchronisation forte, la Différence des Temps d'Arrivée (Time Difference of Arrival, TDOA) peut alors être utilisée. Dans le cas des TDOA, les signaux peuvent provenir d'émetteurs distincts ou être de nature différentes comme les ultrasons et les signaux radio qui peuvent être émis par une même source. Il s'agit dans ce cas d'effectuer le calcul sur plusieurs paquets. Le Global Positioning System (GPS) repose sur cette technique.

2.2.3 Puissance du Signal

Le dernier paramètre utilisé est la puissance reçue. En effet, la caractéristique physique du canal radio nous renseigne sur la puissance du signal reçu (RSS : Received Signal Strength) ; celle-ci dépend de la puissance d'émission et de la distance qui sépare l'émetteur au récepteur. On peut donc à partir de l'atténuation du signal obtenir la distance qui sépare l'émetteur du destinataire. Un certain nombre de travaux estiment la puissance moyenne d'un signal pour une distance donnée aussi bien que la variabilité du signal. Dans un environnement bruité par un grand nombre d'interférences, il est difficile d'employer une telle information [7].

2.3 ESTIMATION DE LA POSITION

Après la collecte des paramètres, on leur applique des méthodes pour déterminer la position de la station mobile [20]. Selon la présence d'une base de données (données de formation), deux types de techniques d'estimation de la position peuvent être envisagées:

- Méthodes par empreinte radio « *Fingerprinting* » : Ces techniques utilisent une base de données qui se compose des paramètres de signaux estimés à des positions connues. La position de la station mobile est alors estimée en comparant les paramètres des signaux qu'elle reçoit avec ceux de la base. Généralement, la base de données est obtenue par une formation (hors ligne) avant le début du positionnement en temps réel.
- Méthodes statistiques et géométriques (déterministes) : Ces techniques n'utilisent pas une telle base de données, et estiment la position de la station mobile directement à partir des paramètres estimés du signal [21].

2.3.1 Méthodes déterministes

Les méthodes déterministes appliquent des relations géométriques pour déterminer la position de la station mobile en utilisant les coordonnées des stations de base qui sont connues et les distances calculées à partir des paramètres radio. On suppose généralement que les stations de base, ainsi que le mobile, sont situés dans un plan bidimensionnel (2D).

2.3.1.1 Angulation

Pour déterminer les coordonnées (X_{MS}, Y_{MS}) d'une station mobile (MS) en appliquant la méthode d'angulation, au moins deux stations de base BS1 et BS2 sont nécessaires, et leurs coordonnées (X_{BSk}, Y_{BSk}) doivent être connues, avec $k \in \{1, 2\}$. La seule information fournie par les stations de base sont les angles φ_k .

En général, deux stations de base forment le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \tan \varphi_1 - 1 \\ \tan \varphi_2 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{BS1} \tan \varphi_1 - Y_{BS1} \\ X_{BS2} \tan \varphi_2 - Y_{BS2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.01})$$

Dans le cas où $\tan \varphi_1 = \tan \varphi_2$, les stations de base et la station mobile sont situées sur la même ligne, et le système d'équations (II.01) est singulier. Une station de base supplémentaire est nécessaire pour déterminer les coordonnées de la station mobile, mais elle ne doit pas être située sur la même ligne que les deux autres stations de base utilisées initialement.

Exemple : Les angles mesurés sont illustrés à la **figure 2.3**, où la station mobile est située à $(X_{MS}, Y_{MS}) = (5, 5)$ et est observée à partir de trois stations de base, $(X_{BS1}, Y_{BS1}) = (3, 5)$ avec $\varphi_1 = 0$, $(X_{BS2}, Y_{BS2}) = (5, 2)$ avec $\varphi_2 = 90^\circ$, et $(X_{BS3}, Y_{BS3}) = (9, 8)$ avec $\varphi_3 = 143,13^\circ$.

Dans la pratique, plus de deux stations de base peuvent être disponibles, et le système d'équations suivant peut être formé :

$$\begin{bmatrix} \tan \varphi_1 - 1 \\ \vdots \\ \tan \varphi_n - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{BS1} \tan \varphi_1 - Y_{BS1} \\ \vdots \\ X_{BSn} \tan \varphi_n - Y_{BSn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.02})$$

Où $n \in \mathbb{N}$ et $n \geq 2$. Le système (II.02) peut être réécrit sous une forme matricielle :

$$A \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = b \quad (\text{II.03})$$

Le système (II.03) peut être résolu dans le sens des moindres carrés, on obtient le système suivant :

$$A^T A \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = A^T b \quad (\text{II.04})$$

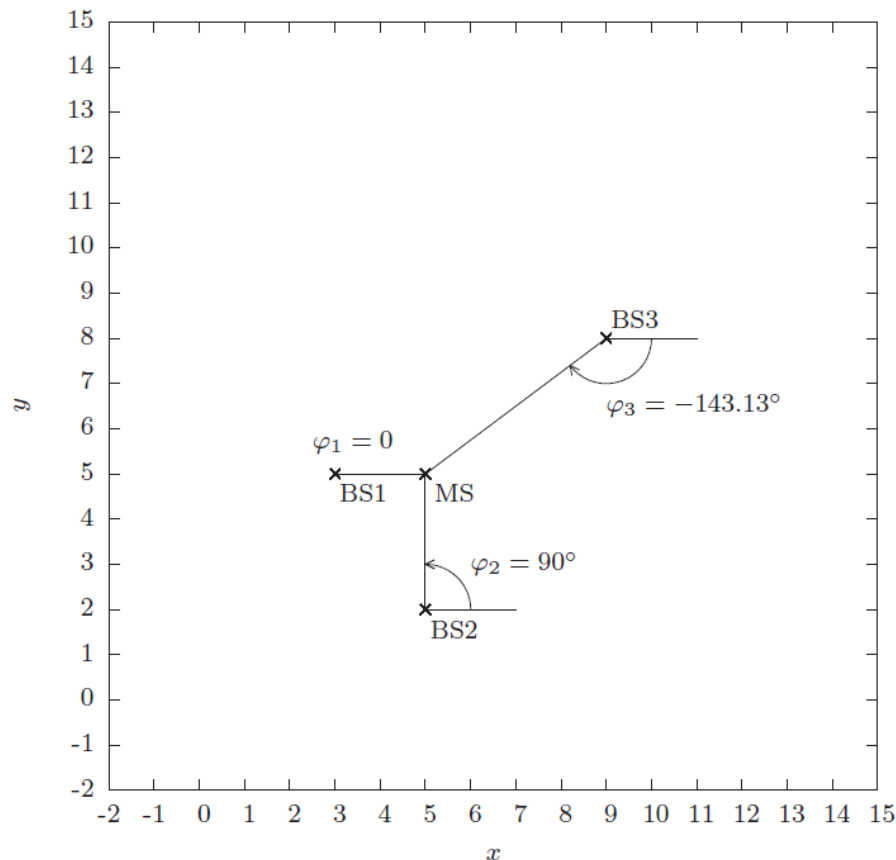


Figure 2.3: Angulation.

Une technique similaire, souvent désignée par ‘triangulation’, peut être appliquée. Dans cette technique l’objet est localisé dans un sommet du triangle, tandis que les deux autres sommets du triangle sont des stations de base. Deux angles sont mesurés pour déterminer la position de l’objet. Les angles sont fréquemment mesurés par rapport à la position de l’autre station de base. Sachant les coordonnées des stations de base, les angles peuvent être recalculés et utilisés pour déterminer la position de l’objet.

2.3.1.2 Latération circulaire (Circular lateration)

La ‘Latération circulaire’ est une méthode basée sur la distance r_k de la station mobile à partir d’au moins trois stations de base BS_k , avec $k \in \{1, \dots, n\}$, $n \geq 3$. Les coordonnées (X_{BS_k}, Y_{BS_k}) des stations de base sont supposées connues.

Un exemple pour la latération circulaire utilisant les mêmes coordonnées des stations de base et de la station mobile que celles de l’angulation à la **figure 2.3** est présenté

à la **figure 2.4**, où l'information sur la position de la station mobile est contenue dans les distances r_k au lieu des angles φ_k .

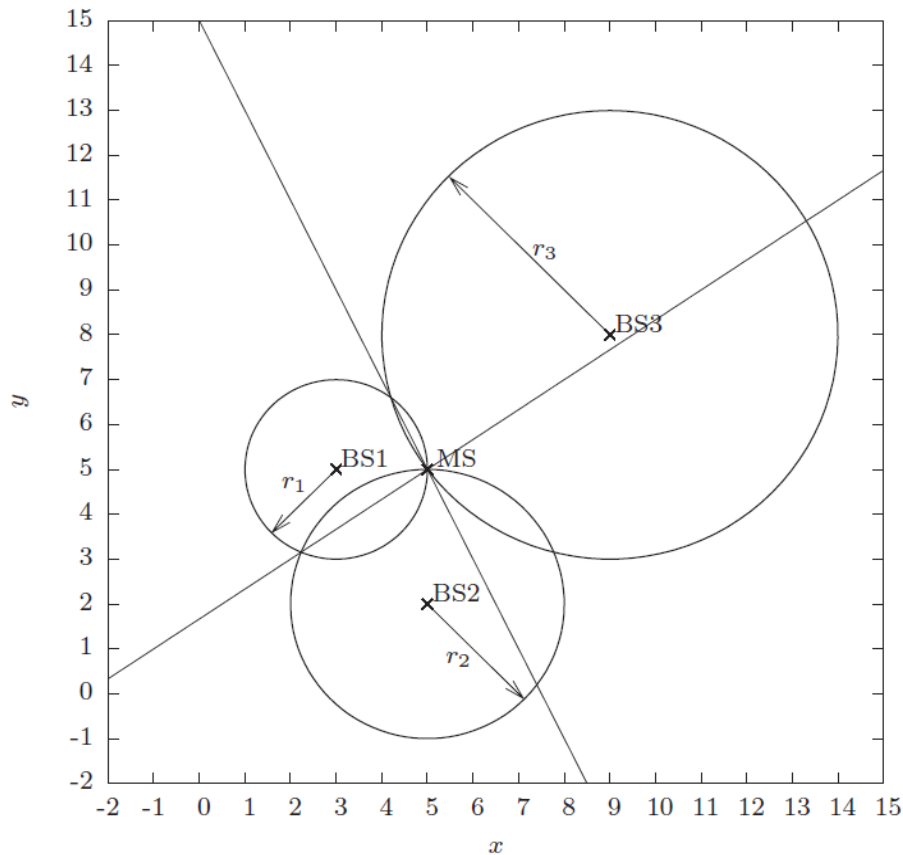


Figure 2.4: Latération circulaire.

Le système d'équations régissant la latération circulaire est :

$$(X_{MS} - X_{BSk})^2 + (Y_{MS} - Y_{BSk})^2 = r_k^2 \quad (\text{II.05})$$

Il s'agit d'un système d'équations non linéaire. Selon la représentation géométrique à la **figure 2.4**, chacune des équations représente un cercle, centré sur la station de base correspondante, d'où le nom de la méthode 'latération circulaire'.

Le système d'équations non linéaires peut être transformé en un système d'équations linéaires en appliquant des transformations algébriques. La première étape dans les transformations algébriques est de développer les termes de l'équation (II.05)

$$X_{MS}^2 - X_{MS} X_{BSk} + X_{BSk}^2 + Y_{MS}^2 - Y_{MS} Y_{BSk} + Y_{BSk}^2 = r_k^2 \quad (\text{II.06})$$

Ensuite, tous les termes au carré sont déplacés vers le côté droit

$$-X_{MS} X_{BSk} - Y_{MS} Y_{BSk} = r_k^2 - X_{BSk}^2 - Y_{BSk}^2 - X_{MS}^2 - Y_{MS}^2 \quad (\text{II.07})$$

Pour $k = 1$ et en multipliant par -1 , on aura :

$$X_{MS} X_{BS1} + Y_{MS} Y_{BS1} = -r_1^2 + X_{BS1}^2 + Y_{BS1}^2 + X_{MS}^2 + Y_{MS}^2 \quad (\text{II.08})$$

En sommant les deux équations (II.07) et (II.08), on aura :

$$2(X_{BS1} - X_{BSk})X_{MS} + 2(Y_{BS1} - Y_{BSk})Y_{MS} = r_k^2 - r_1^2 + X_{BS1}^2 - X_{BSk}^2 + Y_{BS1}^2 - Y_{BSk}^2 \quad (\text{II.09})$$

Pour $k \in \{2, 3\}$, on obtient un système d'équations qui peut être exprimé sous la forme matricielle suivante dans le cas où $n = 3$ stations de base:

$$\begin{bmatrix} X_{BS1} - X_{BS2} & Y_{BS1} - Y_{BS2} \\ X_{BS1} - X_{BS3} & Y_{BS1} - Y_{BS3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_2^2 - r_1^2 + X_{BS1}^2 - X_{BS2}^2 + Y_{BS1}^2 - Y_{BS2}^2 \\ r_3^2 - r_1^2 + X_{BS1}^2 - X_{BS3}^2 + Y_{BS1}^2 - Y_{BS3}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas où des mesures à partir de n stations de base, $n \geq 3$ sont disponibles, on aura le système d'équations sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} X_{BS1} - X_{BS2} & Y_{BS1} - Y_{BS2} \\ \vdots & \vdots \\ X_{BS1} - X_{BSn} & Y_{BS1} - Y_{BSn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{MS} \\ Y_{MS} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_2^2 - r_1^2 + X_{BS1}^2 - X_{BS2}^2 + Y_{BS1}^2 - Y_{BS2}^2 \\ \vdots \\ r_n^2 - r_1^2 + X_{BS1}^2 - X_{BSn}^2 + Y_{BS1}^2 - Y_{BSn}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Ce système prend la même forme que (II.03), et doit être résolu comme (II.04) pour estimer la position de la station mobile.

2.3.1.3 Latération hyperbolique (hyperbolic lateration)

La 'Latération hyperbolique' est une méthode qui permet de déterminer l'emplacement de la station mobile à partir des informations sur les différences de distances. Elle s'appelle 'Latération hyperbolique' parce qu'elle emploie des hyperboles et non pas des cercles. Pour illustrer cette méthode, l'ensemble des stations de base BS1: (3, 5), BS2: (5, 2), BS3: (9, 8) et la station mobile positionnée à (5, 5) sont utilisées, comme le montre la **figure 2.5** qui représente les hyperboles entre deux paires de stations de bases. La même configuration a été déjà utilisée pour illustrer l'angulation et la latération circulaire.

La position du mobile se trouve à l'intersection des deux hyperboles 'f' et 'C'; La première ayant comme foyers la position de la BS de référence et la seconde BS, quant à la seconde hyperbole, elle a comme foyers la BS de référence et la troisième BS.

Comme la 'Latération circulaire' cette méthode se base sur la linéarisation d'un système d'équations non linéaires pour déterminer la position de la station mobile en se basant sur des transformations algébriques qu'on va étudier en détail dans le quatrième chapitre.

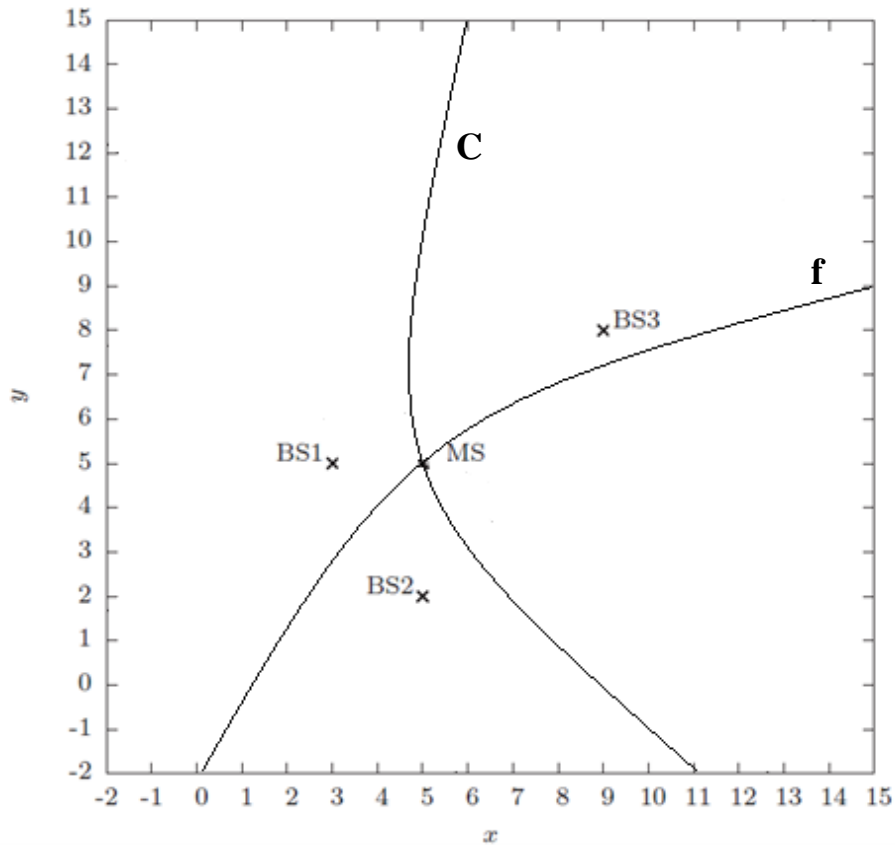


Figure 2.5: Latération hyperbolique.

2.3.2 Méthodes probabilistes

Contrairement aux méthodes déterministes qui appliquent des relations géométriques pour estimer la position de la station mobile en supposant des distances fixes et/ou des angles extraits à partir des paramètres de propagation radio, les méthodes probabilistes traitent les données disponibles sur l'emplacement de la station mobile comme des fonctions de densité de probabilité. Cette approche est appropriée lorsque la précision des données disponibles est faible, ce qui est fréquemment le cas dans les problèmes de positionnement de la station mobile. Après que les informations disponibles sur les paramètres liés à la position sont recueillies, les fonctions de densité de probabilité correspondantes sont reliées à une seule fonction de densité de probabilité qui décrit la position de la station mobile. Les coordonnées de la station mobile sont estimées comme une variable aléatoire qui possède la fonction de densité de probabilité résultante. En comparaison avec les méthodes déterministes, les méthodes probabilistes sont de calculs intensifs [20].

2.3.3 Méthodes par empreinte radio « *Fingerprinting* »

À la différence des techniques précédentes, cette technique requiert une étape de calibration. Le mot *fingerprinting* vient du terme '*fingerprint*' qui signifie empreinte digitale. Pour fonctionner, cette technique nécessite une base de données qui à certaines positions de l'environnement considéré associe un ensemble d'éléments caractérisant cette position. Ces éléments doivent permettre de différencier chacune des positions par rapport aux autres positions de l'environnement. Si cette* condition n'est pas réalisée, dans ce cas les éléments considérés pour composer cette empreinte ne sont pas significatifs.

Les éléments pouvant être considérés pour composer ces empreintes sont par exemple la puissance du signal, la réponse impulsionnelle du canal, les directions d'arrivées, les temps d'arrivée. Une combinaison de plusieurs de ces éléments est envisageable [3].

2.4 CONCLUSION

Les paramètres de localisation, telles que les AOAs, TOAs et les TDOAs doivent d'abord être mesurés avec précision avant d'être utilisés par un algorithme adéquat pour calculer une estimation de la position du MS. On conclue que le processus de calcul de l'estimation de la position comporte deux parties. La première partie consiste à estimer des paramètres de localisation et la deuxième partie consiste à utiliser des méthodes faisant appel à ces mêmes paramètres pour estimer la position de la station mobile. L'utilisation d'un type particulier de mesures définit une certaine technique.

Chapitre 3

Estimation des TDOAs dans le contexte UMTS-FDD

3.1 INTRODUCTION

La localisation des terminaux mobiles dans les réseaux cellulaires a fait l'objet de travaux de recherche au cours des dix dernières années, se concentrant généralement sur les solutions basées sur le GSM. L'UMTS est un nouveau standard de radiocommunications mobiles destiné à résoudre les problèmes des réseaux actuels de deuxième génération, comme le GSM, proches de la saturation et limités dans leur offre de services multimédias par les faibles débits utiles supportés. L'UMTS représente une nouvelle technologie importante et nécessite un effort particulier pour la localisation de ses utilisateurs.

3.2 SYSTEME UMTS

Avant de choisir la technique de localisation avec laquelle on va travailler, il faut à la fois connaître le réseau qu'on veut exploiter, pour profiter de ces particularités, et aussi identifier les contraintes auxquelles on doit faire face.

3.2.1 Évolution des systèmes de communication mobile

Au cours des années, chaque variation conceptuelle dans la technologie radio a été caractérisée comme un changement de générations.

Les réseaux cellulaires analogiques ont été communément appelés « système de première génération ». Cette génération a introduit les concepts de cellules et de réutilisation de fréquences [22].

Quant aux réseaux numériques, comme le GSM (*Global System for Mobile Communications*) qui était à l'origine une norme européenne et qui a été ensuite adoptée dans la plupart des pays, sous d'autres appellations : le PDC (*Personal Digital Cellular*) et le PHS (*Personal Handyphone System*) utilisés essentiellement au Japon, le D-AMPS (*Digital-Advanced Mobile Phone service*) et le CdmaOne (IS-95) dans le continent américain et en Asie et l'US-TDMA (IS-136) en Amérique du Nord. Ils sont regroupés sous l'appellation de « système de deuxième génération ». Ces systèmes ont permis aux communications vocales de s'affranchir de la traditionnelle paire de cuivre et de gérer efficacement la mobilité de leurs utilisateurs. Ces derniers ont pu progressivement découvrir les avantages de nouveaux services, comme les messages courts et l'accès aux réseaux de données.

Les systèmes dits de « troisième génération » ont été conçus pour les communications multimédia. L'accès aux informations et aux services, que ce soit sur des réseaux publics ou privés, sera facilité par des débits nettement supérieurs et des fonctionnalités avancées [23].

3.2.2 Systèmes incompatibles

Les systèmes de la deuxième génération sont incompatibles entre eux et cela se traduit de différentes manières. Les différences entre les technologies radio utilisées par ces systèmes portent sur des points fondamentaux, comme la modulation, la bande de fréquence utilisée ou encore la structure des canaux physiques.

Les différences importantes du segment radio de ces systèmes empêchent un mobile d'un voyageur qui se déplace dans un autre pays où la technologie proposée par son opérateur n'est pas supportée de fonctionner et dans ce cas l'utilisateur se trouvera soudainement privé de son outil de communication.

Afin d'éviter qu'un tel scénario ne se produise pour la 3^{ème} génération, il devenait nécessaire de définir une norme commune [24].

3.2.3 Systèmes de troisième génération

Depuis 1985, l'Union Internationale de Télécommunications (UIT, ou ITU en anglais) a réfléchi à un système de troisième génération, initialement appelé Futur Public Land Mobile Telephone System FPLMTS, mais actuellement connu sous le nom d'IMT 2000 (*International Mobile Telecommunication*) [25]. Ce système regroupe plusieurs technologies dont la principale étant l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*).

3.2.4 Objectifs de l'UMTS

Pour répondre aux besoins des utilisateurs, les objectifs suivants ont été fixés pour l'UMTS lors de la phase de recherche et de normalisation de ce standard. Tout d'abord l'UMTS doit supporter des services multimédias large bande qui peuvent atteindre un débit de 2Mbits/s. Il doit, en plus, assurer une compatibilité avec les systèmes 2G en termes de services offerts aux usagers. Un autre objectif très intéressant consiste à offrir un service de mobilité universelle (*International Roaming*), dépassant les limitations dues à la multiplicité des systèmes et des réseaux.

3.2.5 Caractéristiques de l'UTRA-FDD

Au sein du projet d'association de la troisième génération 3GPP, le WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) est appelé UTRA (*Universal Terrestrial Radio Access*), FDD (*Frequency Division Duplex*) et TDD (*Time Division Duplex*), le terme WCDMA étant employé pour couvrir à la fois le mode de multiplexage FDD et TDD.

Dans le mode de multiplexage FDD, une fréquence particulière est attribuée à chaque sens de communication (mobile vers réseau et réseau vers mobile). Ceci permet au mobile et au réseau de faire des transmissions simultanées. Cette technique nécessite de maintenir un écart, appelé écart duplex, entre les deux voies de communication afin de séparer la transmission et la réception. Les bandes de fréquences prévues pour l'UTRA-FDD sont de 1920 MHz à 1980 MHz pour le sens montant et de 2110 à 2170 MHz pour le sens descendant. L'écart duplex entre les deux sens est donc de 190 MHz. Les bandes sont divisées en blocs de 5 MHz, chaque bloc pouvant accueillir une porteuse [23].

L'UTRA-FDD est basé sur la technique d'accès multiple à répartition par code CDMA. Les systèmes CDMA sont souvent appelés systèmes à étalement de spectres. Chaque message d'un usager est multiplié par une séquence pseudo aléatoire PN « *Pseudo Noise sequence* », pour réaliser l'étalement spectral. Cela assure une sécurité de transmission car le signal de l'émetteur est caché dans le bruit, et réduit au minimum les interférences dans la bande étroite du signal. Puisque les différents codes pseudo- aléatoires sont orthogonaux les signaux correspondants aux utilisateurs sont aussi orthogonaux ce qui permet aux utilisateurs de partager le même spectre, d'où le nom l'accès multiple à répartition par code [26].

3.3 TECHNIQUES DE LOCALISATION POUR UN SYSTEME UMTS

Pour les réseaux cellulaires UMTS, les méthodes de positionnement suivantes ont été standardisées par le projet d'association de la troisième génération (3GPP, 2007) :

- Cell-ID (Cell Identification),
- RTT (Round Trip Time),
- OTDOA-IPDL (Observed Time Difference Of Arrival - Idle Period Downlink),
- A-GNSS (Assisted Global Navigation Satellite System) et
- U-TDOA (Uplink Time Difference of Arrival) [20] [27].

L'identification de la cellule (Cell-ID) est la méthode la plus simple, elle se base sur l'hypothèse que la couverture géographique de chaque NodeB est connue. Par conséquent, tout mobile connecté au réseau via un NodeB est obligatoirement localisé à l'intérieur de la cellule (voir *Figure 3.1*). Donc, la précision de la position dépend du rayon de la cellule à l'intérieur de laquelle se trouve le récepteur mobile (zones rurales précision > 5 km). Cette technique est très simple et ne demande pas d'apporter des modifications aux infrastructures existantes [3].

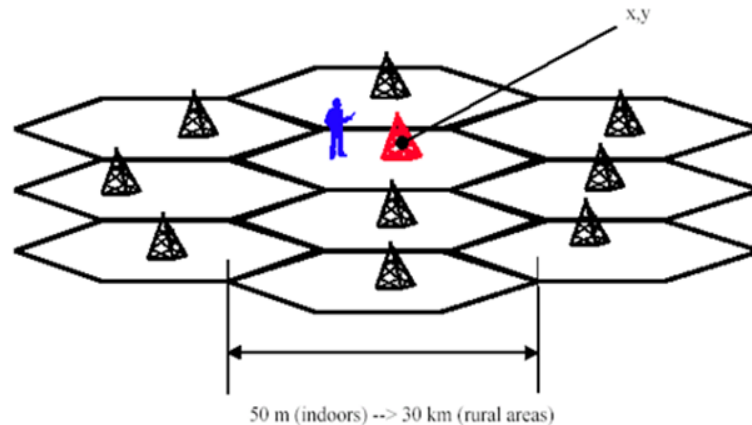


Figure 3.1 : La localisation par sous réseau (Cell-ID).

Le RTT constitue la différence de temps entre le début de la transmission de la trame de liaison descendante du canal physique dédié DPCH (*Dedicated Physical Channel*) et le début de réception de la trame de liaison montante du canal physique correspondant. Le RTT est mesuré par le réseau UTRAN après la réception d'une demande de SRNC (*Serving Radio Network Controller*). Les distances à partir des nodeBs peuvent être estimées, en se basant sur le temps de propagation du signal à partir des nodeBs au mobile MS [27].

La méthode des différences de temps d'arrivées observées (OTDOA) est basée sur les mesures des différences des temps d'arrivée des signaux de liaison descendante reçus par le mobile. Dans cette méthode, c'est le mobile qui s'engage de prendre les mesures nécessaires. L'équipement utilisateur calcule les temps d'arrivée des signaux reçus simultanément des nodeBs voisins. Le signal mesuré est le CPICH (Common Pilot Channel). Le terminal calcule le temps de propagation du signal à partir de la corrélation entre le signal reçu et le signal pilot du nodeB considéré. Le pic résultant de la corrélation représente le temps de propagation du signal observé.

Les mesures de temps au niveau de la station mobile dans les systèmes basés sur le principe de CDMA souffrent du problème de l'écoute. Ce problème se pose quand la station mobile est située près de la station de base en service dont les signaux peuvent être bloqués par d'autres stations de base qui utilisent la même fréquence. Afin d'éviter ce problème, chaque station de base doit interrompre sa transmission durant une courte période pour permettre à la station mobile de détecter les signaux des stations de base voisines et d'effectuer toutes les mesures nécessaires pour la latération. Ces périodes s'appellent des périodes à vide, alors que le mécanisme qui les commande s'appelle l'IPDL (Idle Period Downlink). La méthode de positionnement OTDOA qui applique l'IPDL s'appelle l'OTDOA-IPDL.

L'U-TDOA est une méthode basée sur les mesures du temps de propagation du signal et applique la latération hyperbolique comme L'OTDOA. Cependant, dans U-TDOA les mesures sont faites sur la liaison montante, c.-à-d. le temps d'arrivée du signal émis de la station mobile est observé par la station de base serveuse et un certain nombre de LMUs (Location Measurement Units). Ainsi, cette méthode exige l'installation de composants matériels additionnels et des LMUs d'un nombre plus grand que dans le cas de la méthode d'OTDOA.

À la différence des méthodes de positionnement précédemment décrites et qui sont complètement basées sur l'infrastructure du réseau cellulaire, la méthode A-GNSS est basée sur l'infrastructure du réseau satellitaire du GPS. Cette méthode exige que les stations mobiles soient équipées d'un récepteur GPS contenant quelques données d'aide supplémentaires fournies par le réseau pour permettre de réduire le temps d'acquisition et augmenter l'exactitude [20].

3.4 CHOIX DE LA METHODE DE LOCALISATION POUR LE SYSTEME UMTS-FDD DANS UN ENVIRONNEMENT OUTDOOR (MACRO-CELLULE)

Les méthodes de localisation étudiées dans ce chapitre sont basées sur l'estimation de la TDOA, notée aussi OTDOA par le projet d'association de la troisième génération (3GPP).

L'estimation des différences des temps d'arrivée peut s'effectuer soit sur les signaux de la liaison montante soit sur ceux de la liaison descendante. Le choix s'est porté sur la liaison descendante pour deux raisons :

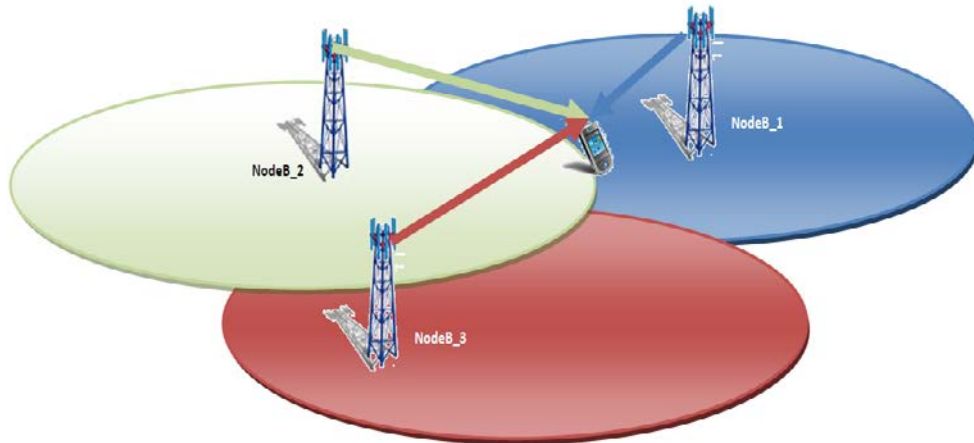
- Premièrement, il existe un canal de contrôle commun à tous les mobiles CPICH en liaison descendante, qui est transmis avec une puissance relativement élevée et surtout dispensé du contrôle de puissance.
- Deuxièmement, les canaux destinés aux différents utilisateurs sont synchrones en liaison descendante, ce qui n'est pas le cas en liaison montante. L'orthogonalité des différents canaux est alors mieux vérifiée [3].

Généralement on peut calculer les TDOAs par deux méthodes différentes. Soit directement par la l'inter-corrélation des signaux reçus de deux BTSs ou indirectement par la soustraction des temps d'arrivées de deux BTSs, ce qui nécessite le calcul des TOAs. Le dernier mécanisme est celui adopté dans notre travail [28].

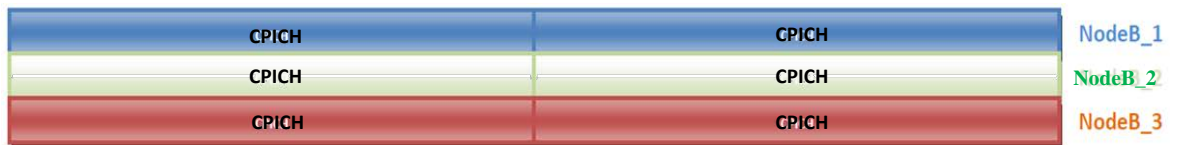
3.5 ESTIMATION DES TDOAs DANS LE SYSTEME UMTS-FDD

L'estimation des TDOAs est obtenue à partir de plusieurs estimations robustes du profile du canal de transmission. Le canal CPICH est composé d'une séquence prédéfinie de bits dits pilotes, qui sont transmis en permanence sur la cellule. Le CPICH peut être considéré comme un canal balise dont les terminaux mobiles se servent pour faire des mesures de puissance et pour estimer la réponse impulsionnelle du canal de propagation, phase nécessaire au récepteur Rake. Par exemple, si on considère le cas où un mobile reçoit trois canaux CPICH issus de trois NodeB (station de base) différents, à partir de la sortie du corrélateur on peut accéder facilement aux TDOAs comme suit :

1. On réalise des corrélations avec les CPICH de chaque NodeB sur une fenêtre de durée maximale égale au temps nécessaire de transit du signal à partir du NodeB le plus éloigné.
2. On localise le premier pic de chaque CPICH qui correspond, soit au trajet direct NodeB-mobile, soit au plus court trajet indirect, c'est-à-dire celui produisant le moins d'erreurs.
3. Les TDOAs sont égales à la différence temporelle entre les premiers pics relatifs aux différents NodeBs comme c'est représenté à la *figure 3.2*.



A l'émission :



A la réception :

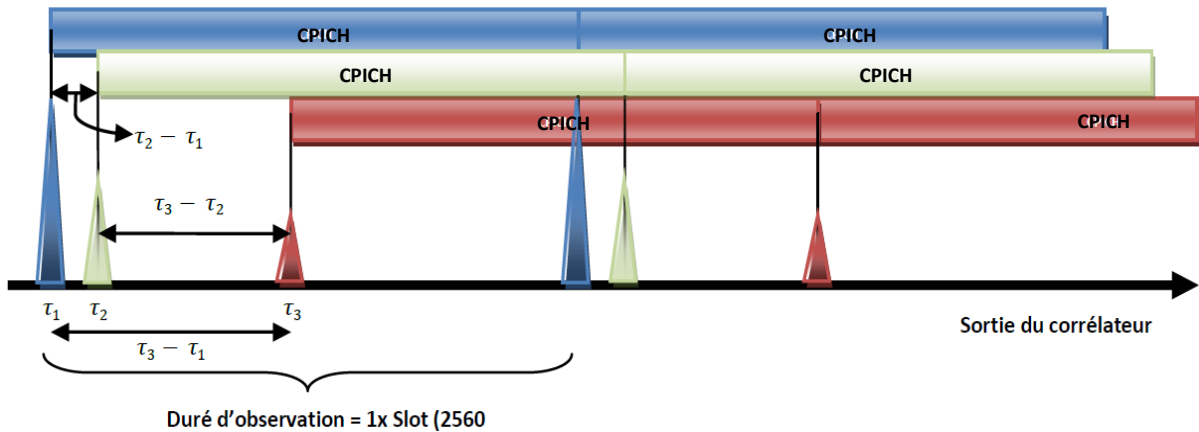


Figure 3.2 : Calcul des TDOAs.

Modèle du canal

Supposons que le mobile recherché reçoit les signaux provenant de C stations de base, le signal global reçu durant le slot l s'écrit avec l'ajout d'un bruit additif w_l , modélisant le bruit thermique et l'interférence due à l'orthogonalité imparfaite:

$$x_l(t) = \sum_{c=1}^C x_l^c(t) + w_l(t) \tag{III.01}$$

où $x_l^c(t)$ représente le signal émis par la BS c . Ce signal comprend :

- _ Une séquence QPSK (notée $b_{l,0}^c$) comprenant N_s symboles ($N_s = 10$) et qui correspond à la séquence pilote destinée à tous les utilisateurs de la cellule.

_ K^c autres séquences QPSK $b_{l,k}^c$ destinées respectivement aux K^c utilisateurs de la cellule. Chaque symbole est étalé par une séquence BPSK périodique de période $N_c = 2^b$ ($b=8$) chips issue de la famille orthogonale de Walsh Hadamard. Une séquence différente est attribuée à chaque utilisateur, à fin de pouvoir différencier leurs signaux. Les séquences obtenues sont finalement mélangées par le même code long aperiodique. Ces codes de scrambling, sélectionnés dans la famille de Gold, permettent de distinguer les signaux provenant de cellules différentes.

Après le filtre de réception, le signal est échantillonné au rythme $\frac{T_c}{2}$ (T_c désigne la durée chip). $x_l(n)$ représente donc l'échantillon obtenu au temps $n \times \frac{T_c}{2}$ durant le slot l . Les signaux en liaison descendante sont synchrones, donc on peut admettre que les signaux issus du même NodeB sont parfaitement orthogonaux. On peut écrire le signal passe-bande CPICH émis par un seul NodeB comme suit :

$$x_{l,0}^c(t) = b_{l,0}^c(t) \sin(2\pi f_c t) \quad , \quad (\text{III.02})$$

où f_c représente la fréquence porteuse.

Les signaux reçus sont la somme de P composantes correspondant à des répliques de la séquence émise retardées et atténuées différemment (phénomène de multi-trajets). D'après l'équation (III.02), le signal apparaît comme une sinusoïde modulée par la séquence pilote CPICH $b_{l,0}^c(t)$. A la réception le signal s'écrit :

$$r_{l,0}^c(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p b_{l,0}^c(t - \tau_p) \sin[2\pi f_c(t - \tau_p)] + w(t) \quad , \quad (\text{III.03})$$

où $w(t)$ est un bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance $\frac{\lambda_0}{4}$ modélisant le bruit de fond et l'interférence due à l'orthogonalité imparfaite entre les différents canaux (multi-trajets). L'équation précédente en bande de base s'écrit :

$$\tilde{r}_{l,0}^c(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{-j2\pi f_c \tau_p} b_{l,0}^c(t - \tau_p) + \tilde{w}(t) \quad (\text{III.04})$$

avec $\tilde{w}(t)$ un bruit blanc Gaussien de densité spectrale de puissance λ_0 . A l'arrivée du signal au récepteur, il subit une corrélation avec un signal pilote de référence, identique à celui émis, pour l'estimation du profil du canal:

$$\hat{h}_l^c(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \tilde{r}_{l,0}^c(t) b_{l,0}^{c*}(t - \tau) dt \quad (\text{III.05})$$

$$\hat{h}_l^c(\tau) = \sum_{p=1}^P \alpha_p e^{-j2\pi f_c \tau_p} \Gamma_{b_{l,0}^c}(t - \tau_p) + \beta(\tau) , \quad (\text{III.06})$$

où $\Gamma_{b_{l,0}^c}(\tau)$ est la fonction d'auto-corrélation de la séquence pilote $b_{l,0}^c(t)$. Cette séquence étant une séquence de Gold elle possède une fonction d'autocorrélation proche de l'impulsion Dirac. Donc, la dernière équation peut s'écrire :

$$\hat{h}_l^c(t) = \sum_{p=1}^P \bar{\alpha}_p \delta(t - \tau_p) + \beta(t) , \quad (\text{III.07})$$

avec : $\bar{\alpha}_p = \alpha_p e^{-j2\pi f_c \tau_p}$ [3].

3.5.1 L'estimateur RAKE

En présence de trajets directs, on peut obtenir les TOAs à partir de la localisation du premier pic du canal de chaque NodeB comme c'est représenté sur la *figure 3.2*. Classiquement, l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal est réalisée à partir de la corrélation entre le signal reçu et la séquence pilote de la BS considérée $b_{l,0}^j$. Par exemple, l'estimation du canal associé à la BS j pendant le slot l est :

$$\hat{h}_l^j(k) = \left\{ \frac{1}{N_s N_c} \sum_{i=0}^{N_s N_c - 1} x_l(i+k) b_{l,0}^j(i)^* \right\}_{k=0, \dots, M-1} \quad (\text{III.08})$$

où $N=2*N_c$.

Pour chaque BS, le TOA recherché correspond au temps d'arrivée du premier trajet. Il est donc nécessaire de séparer les différentes composantes du signal, pour pouvoir identifier le premier trajet.

Pour pouvoir identifier les différents trajets nous utilisons la fonction PDP (Power Delay Profile), appelée RAKE, qui moyenne les coefficients du canal qui ont été estimés sur L slots.

$$P_{RE}(k) = \left\{ \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \hat{h}_l^j(k) \right|^2 \right\}_{k=0, \dots, M-1} \quad (\text{III.09})$$

Cette moyenne permet de faire apparaître les pics de puissance correspondant aux différents trajets. Le TOA recherché correspond alors au premier pic (finger) détecté.

L'estimation du TOA de cette façon est basée sur la détection du premier pic. La détection du premier pic est classiquement faite d'une façon empirique [29].

3.5.2 L'estimateur Wiener Modifié (WM)

Classiquement, on suppose que l'estimation de la réponse impulsionnelle peut s'écrire sous la forme :

$$\hat{h}_i^j = h_i^j + e_i^j \quad (\text{III.10})$$

où $h_i^j \triangleq [h_i^j(0) \dots h_i^j(L-1)]^T$ est le vecteur contenant les échantillons de la réponse impulsionnelle du canal exacte, supposée être de longueur LT_c .

e_i^j désigne le vecteur contenant l'erreur d'estimation qui est souvent supposée indépendante de h_i^j .

La matrice de covariance du canal notée Γ^j est définie par :

$$\Gamma^j = E(h_i^j h_i^{jH}) \quad (\text{III.11})$$

Γ^j est alors classiquement approximée par

$$\hat{\Delta}_\infty^j = \frac{1}{J} \sum_{l=1}^J \hat{h}_l^j \hat{h}_l^{jH} \quad (\text{III.12})$$

où J représente le nombre de slots utilisés pour l'estimation du canal.

Or, cette estimation de la réponse impulsionnelle n'est pas consistante dans les cas UMTS-FDD, notamment dans le cas où les interférences intra-cellulaire et inter-cellulaire sont importantes. Une estimation consistante de la matrice de covariance du canal, prenant en compte la forme exacte des interférences, est donnée par:

$$\hat{\Gamma}^j = \hat{\Delta}_\infty^j - \frac{1}{N_s N_c} \hat{R}_{x,\infty} \quad (\text{III.13})$$

où $\hat{R}_{x,\infty}$ représente la matrice de covariance des données suivante :

$$\hat{R}_{x,\infty} = \left\{ \frac{1}{J N_s N_c} \sum_{l=0}^{l=J} \sum_{i=0}^{N_s N_c - L} x_{l,L}(i) x_{l,L}^H(i) \right\}, \quad (\text{III.14})$$

avec $x_{l,L}(i)$ le vecteur de dimension L , défini par :

$$x_{l,L} \triangleq [x_l(i), \dots, x_l(i+L-1)]^T \quad (\text{III.15})$$

L'estimation du vecteur canal peut être obtenue par un estimateur de type Wiener que l'on notera \bar{h}_i^j . Celui-ci est donné par $A_{opt}^j \hat{h}_i^j$ où A_{opt}^j représente la matrice qui minimise la fonction coût :

$$\lim_{J \rightarrow \infty} \frac{1}{J} \sum_{l=1}^J E \left(\left\| h_l^j - A^j \hat{h}_l^j \right\|^2 \right) \quad (\text{III.16})$$

L'expression de la matrice optimale A_{opt}^j qui minimise cette fonction coût est donnée par $\Gamma^j \Delta_\infty^{j-1}$. L'estimation du canal \bar{h}_l^j s'écrit alors :

$$\bar{h}_l^j = \hat{\Gamma}^j \hat{\Delta}_\infty^{j-1} \hat{h}_l^j \quad (\text{III.17})$$

De façon similaire au RAKE nous pouvons définir une fonction PDP basée sur l'estimateur Wiener modifié (MW) appelée Modified-Wiener Rake Estimator (MWRE) :

$$P_{MWRE}(k) = \left\{ \frac{1}{L} \sum_{l=0}^L \left| \bar{h}_l^j(k) \right|^2 \right\}_{k=0, \dots, M-1} \quad (\text{III.18})$$

3.5.3 L'estimateur Wiener Modifié par Projection sur un Sous Espace (WMSP)

Une autre méthode propose d'utiliser une procédure de réduction du rang de la matrice de covariance du canal pour améliorer les performances de l'estimateur précédemment décrit. Γ^j étant de rang déficient, le vecteur canal est alors donné par :

$$h_l^j = U^j g_l^j \quad (\text{III.19})$$

où U^j représente la matrice construite à partir des R^j vecteurs propres de Γ^j . Le nouveau vecteur canal g_l^j , obtenu après la réduction de rang, peut lui aussi être estimé en utilisant un estimateur de type Wiener précédemment décrit [11].

$$\bar{g}_l^j = \hat{\Omega}^j \hat{\Lambda}_\infty^{j-1} \hat{g}_l^j \quad (\text{III.20})$$

$$\text{où } \hat{\Omega}^j = U^{jH} \hat{\Gamma}^j U^j \quad (\text{III.21})$$

$$\hat{\Lambda}^j = U^{jH} \hat{\Delta}_\infty^j U^j \quad (\text{III.22})$$

$$\hat{g}_l^j = U^{jH} \hat{h}_l^j \quad (\text{III.23})$$

3.5.4 L'algorithme de Root MUSIC (Multiple Signal Classification)

La méthode Root MUSIC fait partie des méthodes appelées méthode à haute résolution, qui va nous permettre de calculer les TDOAs, en déterminant les P minimums d'une fonction à une seule variable. Après une transformation de Fourier rapide par rapport à la variable τ de l'équation (III.07) et un échantillonnage, on a :

$$X(k) = \ddot{H}(k) = \sum_{p=1}^P \bar{\alpha}_p e^{-j\theta_p k} + B(k), \quad (\text{III.24})$$

avec : $k = 0:L$ et $\theta_p = 2\pi\tau_p$

Pour L observations, $k = 0:L-1$ dans l'équation (III.24), on a l'observation sous forme matricielle :

$$X = V(\theta)\alpha + B \quad (\text{III.25})$$

$$X = Y + B, \quad (\text{III.26})$$

avec :

$$(L \times 1) : Y = V(\theta)\alpha$$

$$(L \times 1) : X = [X(0), \dots, X(L-1)]^T$$

$$(L \times P) : V(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \dots & 1 \\ e^{-j\theta_1} & \ddots & & e^{-j\theta_P} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e^{-j\theta_1(L-1)} & \dots & \dots & e^{-j\theta_P(L-1)} \end{bmatrix}$$

$$(P \times 1) : \theta = [\theta_1, \dots, \theta_P]^T$$

$$(P \times 1) : \alpha = [\bar{\alpha}_1, \dots, \bar{\alpha}_P]^T$$

$$(L \times 1) : B = [B(0), \dots, B(L-1)]^T$$

Dans l'équation (III.25), l'observation est la somme du signal $V(\theta)\alpha$ et du bruit. Le signal est un produit de deux termes, l'un dépendant du paramètre θ . En se basant sur les L observations, considérons l'estimée de la matrice de covariance de dimension $M \times M$ définie par:

$$\hat{R} = \frac{1}{L-M+1} \sum_{l=0}^{L-M} X(n)X(n)^H$$

Avec : $X(n) = [X(n), \dots, X(n+M-1)]^T$

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \hat{R} = R = E\{XX^H\}$$

En supposant que la partie signal et la partie bruit de l'équation (III.25) sont décorrélées, et en admettant que le bruit est blanc de variance σ^2 , nous avons :

$$R(L \times L) = E\{XX^H\} = V(\theta)R_a V(\theta)^H + \sigma^2 I$$

$$R = R_0 + \sigma^2 I \quad (\text{III.27})$$

L'algorithme MUSIC exploite le fait que la décomposition de R_0 peut être obtenue directement de celle de R , donc à partir de son estimée \hat{R} et de plus il bénéficie de l'orthogonalité entre le sous-espace bruit et le sous espace signal [3]. Donc, l'estimation des retards par la méthode MUSIC consiste à trouver les P minimums de l'équation suivante :

$$\hat{\theta}_{MUSIC} = \arg \min_{\theta} Tr[V(\theta)V(\theta)^H GG^H]$$

où G est le projecteur orthonormal sur le sous-espace bruit. Une autre variante de l'algorithme MUSIC, Root MUSIC, se résume à la détermination des racines d'un polynôme équivalent à l'équation :

$$Q(z) = [z^{M-1} \dots z \ 1]GG^H[1 \ z \ \dots \ z^{M-1}]^T \quad (\text{III.28})$$

3.6 CHOIX DU SEUIL DE DETECTION DES PICS

Une fois les coefficients du canal estimés, il est nécessaire d'utiliser un seuil γ afin de ne retenir que les pics correspondant aux vrais trajets.

3.6.1 La détection à seuil fixe

Le choix du seuil est très important car il peut fortement diminuer les performances de l'estimation : En effet, en le choisissant trop haut, on risque de ne pas prendre en compte le premier trajet si celui-ci n'est pas le trajet de plus haute puissance. Par contre s'il est choisi trop bas, il peut conduire à la prise en compte de faux trajets [30].

3.6.2 Le détecteur CA-CFAR

La bonne détection du vrai pic ne peut pas être réalisée en utilisant un seuil fixe. Ce fait conduit à des techniques adaptatives de traitement de signaux utilisant un seuil adaptatif de détection. Le taux de fausse alarme constant (CFAR : Constant False Alarm Rate) est un algorithme de traitement numérique du signal qui conduit au calcul des seuils adaptatifs pour

la détection automatique des pics. L'objectif du concept CFAR est de faire en sorte que ces seuils soient immunisés contre toutes variations du bruit. La *figure 3.3*, schématise un exemple de seuillage dont l'amplitude varie proportionnellement avec le niveau du bruit. Les cellules de références servent à estimer le niveau du bruit.

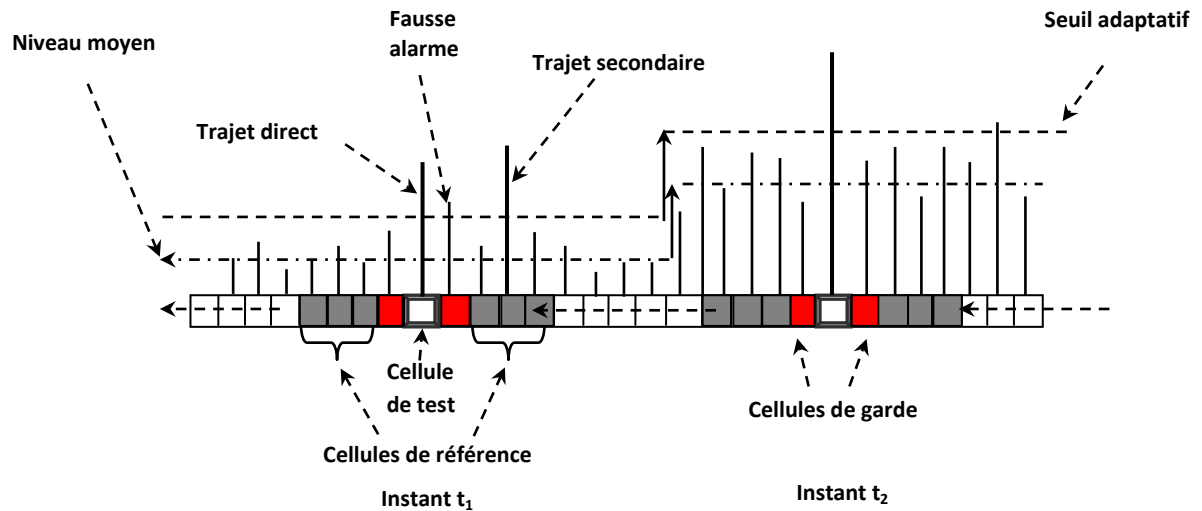


Figure 3.3 : Seuil adaptatif [31].

L'idée principale du détecteur CA-CFAR (Cell- Averaging CFAR) est d'estimer le niveau du bruit à partir de la moyenne arithmétique des échantillons de la fenêtre de référence comme c'est indiqué sur la *figure 3.4*.

Si la variance du bruit est σ^2 , la fonction densité de probabilité conditionnelle de la puissance de sortie de la cellule test q_0 sera donnée par :

$$P_{Q/H_i}(q_0 / H_i) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2(1+SNR)} \exp\left(-\frac{q_0}{2\sigma^2(1+SNR)}\right) & , \text{ pour l'hypothèse } H_1 \\ \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{q_0}{2\sigma^2}\right) & , \text{ pour l'hypothèse } H_0 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

où SNR dénote le rapport signal à bruit (Signal to Noise Ratio) et où l'hypothèse H_0 représente le cas du bruit seul, tandis que l'hypothèse H_1 représente le cas du bruit plus le signal.

La probabilité de détection P_d , est donnée par l'expression suivante:

$$Pd = \int_0^{\infty} pr(q_0 > TQ / H_1) p_Q(q) dq \quad (\text{III.30})$$

où:

pr : est la probabilité de détection conditionnelle sous l'hypothèse que le seuil est T.Q

$p_Q(q)$: dénote la fonction densité de probabilité du seuil adapté. Alors Pd peut être écrite sous la forme:

$$Pd = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{TQ}{2\sigma^2(1+SNR)}\right) p_Q(q) dq \quad (\text{III.31})$$

La probabilité de fausse alarme peut être aussi exprimée comme:

$$Pfa = \int_0^{\infty} pr(q_0 > TQ / H_0) p_Q(q) dq \quad (\text{III.32})$$

$$= \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{TQ}{2\sigma^2}\right) p_Q(q) dq \quad (\text{III.33})$$

Il est clair que la Pfa peut être directement obtenue de la Pd en remplaçant SNR par zéro.

Pour simplifier, on normalise la variance du bruit ($\sigma^2 = 1$), donc les équations (III.31) et (III.33) deviennent:

$$Pd = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{TQ}{(1+SNR)}\right) p_Q(q) dq \quad (\text{III.34})$$

$$Pfa = \int_0^{\infty} \exp(-TQ) p_Q(q) dq \quad (\text{III.35})$$

Puisque les échantillons du bruit sont identiquement distribués et statistiquement indépendants, la variance aléatoire Q qui est égale à la somme des N échantillons du bruit est distribuée selon la loi de chi-deux X^2 à N degrés de liberté. Par conséquent, la fonction densité de probabilité de Q est donnée par:

$$p_Q(q) = \frac{1}{(N-1)!} q^{N-1} e^{-q} q \geq 0 \quad (\text{III.36})$$

En substituant l'équation (III.36) dans l'équation (III.34) et en calculant l'intégrale précédente, la probabilité de détection devient :

$$Pd = \left[\frac{1+SNR}{1+SNR+T} \right]^N \quad (\text{III.37})$$

La probabilité de fausse alarme est directement obtenue de Pd en mettant $SNR = 0$:

$$Pfa = \left[\frac{1}{1+T} \right]^N \quad (\text{III.38})$$

Le facteur constant utilisé pour satisfaire le taux de fausse alarme désiré est alors donné par:

$$T = (Pfa)^{-1/N} - 1 \quad (\text{III.39})$$

L'implémentation du détecteur CFAR peut se faire selon le schéma donné à la **figure 3.4**.

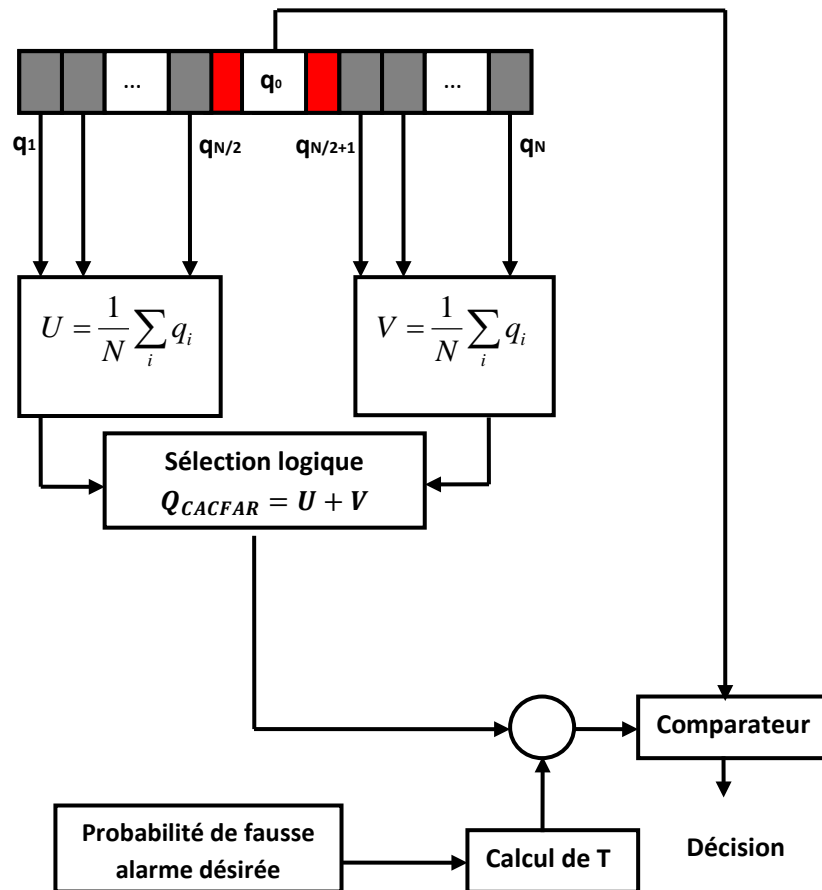


Figure 3.4 : Implémentation du détecteur CA-CFAR [32].

3.7 RESULTATS

On considère la configuration macro cellulaire représentée sur la *figure 3.5* où la station mobile est observée à partir de trois stations de base, $(X_{BS1}, Y_{BS1}) = (0, 0)$, $(X_{BS2}, Y_{BS2}) = (0, 6000)$, et $(X_{BS3}, Y_{BS3}) = (6000, 3000)$ et est située à 707m du BS1, 5523 m du BS2 et 6042 m du BS3.

Les signaux reçus des trois BSs sont obtenus à l'aide du simulateur modélisant la liaison descendante pour l'UMTS FDD réalisé par [3]. La simulation de la liaison descendante a été réalisée suivant les spécifications de la 3GPP dans la version RELEASE 99. Ces spécifications fixent : Les paramètres du filtre de mise en forme et de réception comme étant un filtre en racine de cosinus surélevé de facteur de retombé 0.22, l'interférence intracellulaires est modélisée avec un bloc dénoté OCNS représentant l'effet de 16 utilisateurs de facteur d'étalement égale à 256.

Le simulateur comprend les blocs relatifs aux trois NodeB. Il existe aussi trois canaux de transmission modélisant : le phénomène de multi-trajets, l'effet Doppler, l'effet du bruit et les retards de propagation issus de la distance NodeB-mobile. A la réception (côté mobile), le signal est formé par l'addition des trois signaux relatifs aux trois canaux. La durée de simulation est égale au temps nécessaire à la transmission de 1000 slots c'est-à-dire l'équivalent de 5120 000 échantillons pendant 0.67 sec.

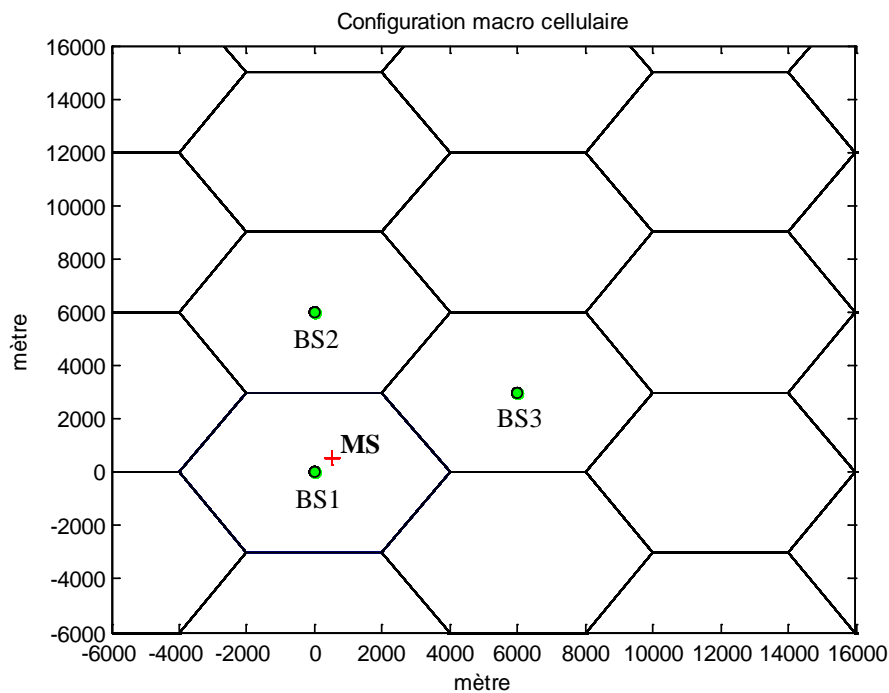


Figure 3.5 : Configuration macro cellulaire.

On présente dans ce qui suit les résultats de simulations obtenus avec les méthodes suivantes :

- L'estimateur Rake avec :
 - une détection à seuil fixe.
 - une détection à seuil adaptatif (CFAR).
- L'estimateur Wiener Modifié avec une détection à seuil fixe.
- L'estimateur Wiener Modifié combiné avec une projection sous-espace avec :
 - une détection à seuil fixe.
 - une détection à seuil adaptatif (CFAR).
- La méthode à haute résolution Root MUSIC.

Toutes les méthodes se basent sur la corrélation entre le signal reçu et le signal pilote. Le moyennage des corrélations des différents slots permet de faire apparaître le pic correspondant au temps d'arrivée de la BS considérée, comme c'est indiqué sur la **figure 3.6**. On considère ici le cas où toutes les mesures de TOA sont de type LoS. Les TDOAs sont obtenues à partir du calcul de la différence temporelle entre les premiers pics relatifs à chaque NodeB.

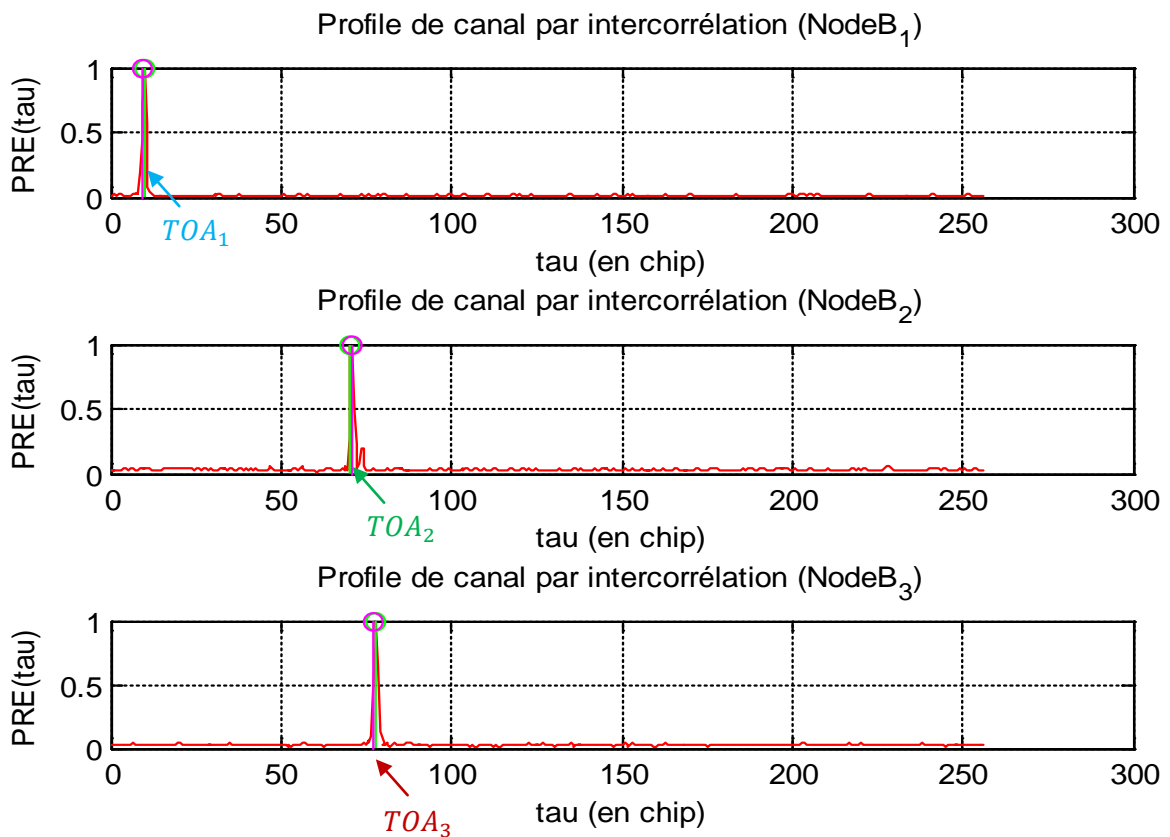


Figure 3.6 : Profil de canal par intercorrélation des Trois BS considérées dans la simulation correspondant à l'estimateur Rake. (moyennage sur 20 slots).

Il semble très facile d'identifier les pics des TOAs correspondants aux vrais trajets mais en réalité on a trouvé des difficultés pour choisir le seuil de détection.

Dans la *figure 3.7* par exemple, si on fixe le seuil à 0.2 on risque de prendre en considération un faux trajet, car le premier pic dépassant cette valeur est dû au bruit et cela peut entraîner une grande erreur d'estimation des TOAs. Une erreur d'un chip sur le calcul des TDOAs a comme conséquence une erreur de 78m ($T_c \cdot \text{vitesse de la lumière} = 78m$). Donc le choix du seuil est très important.

Après plusieurs essais, on a choisit un seuil fixe égal à la moitié de l'amplitude du trajet le plus puissant. On remarque dans la *figure 3.7* que la valeur estimée du TOA est très proche de la vraie valeur pour ce même seuil qui dépasse le niveau du bruit dans la plus part des cas et permet de ne retenir que le vrai trajet.

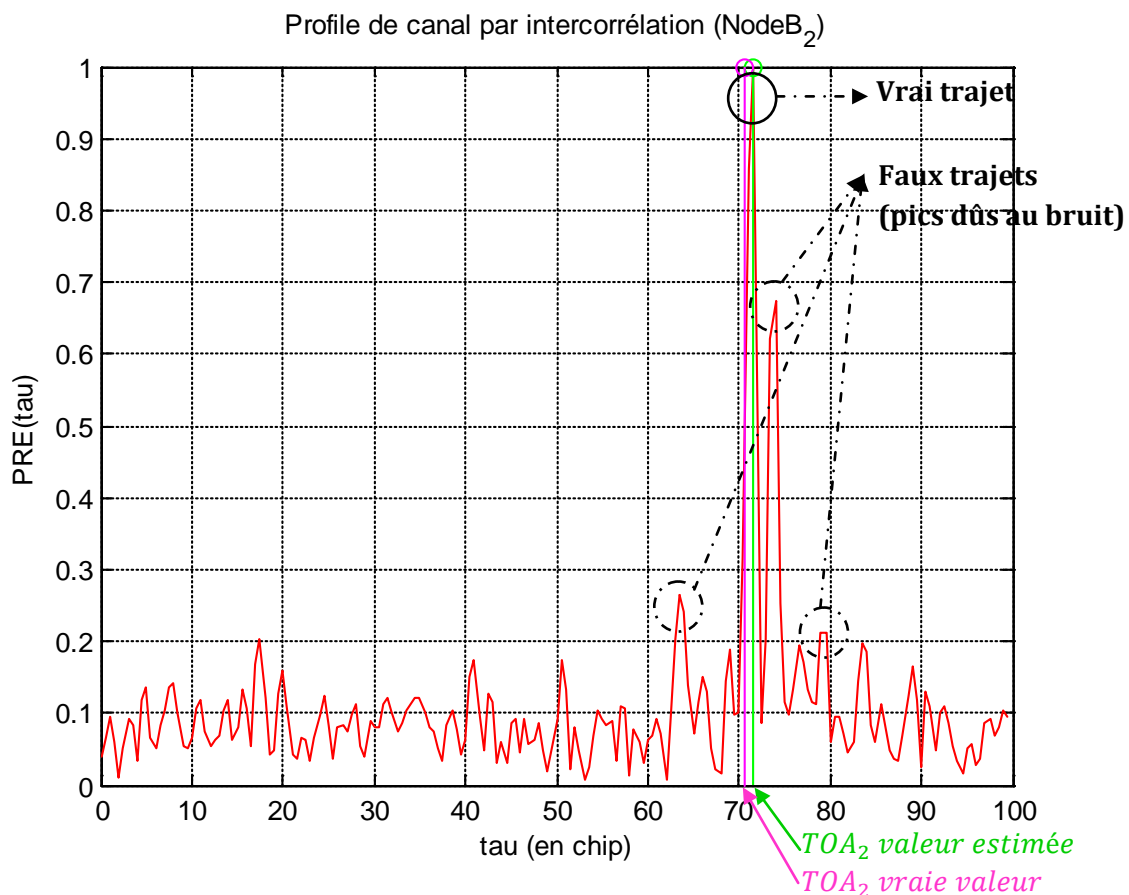


Figure 3.7 : Détection automatique du trajet direct avec un seuil fixe pour l'estimateur Wiener modifié (WM).

Cependant la solution basée sur le choix d'un seuil fixe n'est pas adaptée à toutes les situations. Il y a plusieurs techniques de réglage du seuil (threshold setting techniques). On peut citer par exemple les méthodes Leading-Edge et Search-Bach qui ont été utilisées pour des signaux UWB [33].

Dans le cas du contexte UMTS FDD les travaux se sont orientés vers la solution basée sur l'algorithme CACFAR [29] [34]. Cet algorithme consiste à calculer un seuil adaptatif qui varie et qui s'adapte avec la variation du niveau de bruit. La **figure 3.8** représente le résultat d'implémentation de cette méthode. L'objectif de *CFAR* est de maximiser la probabilité de détection tout en maintenant la probabilité de fausse alarme constante. Pour une probabilité de fausse alarme (P_{fa}) choisie, on peut calculer T qui représente le facteur multiplicatif et qui permet de contrôler la probabilité de fausse alarme désirée.

Le seuil est égal à $T.Q$, où Q est la somme arithmétique de l'ensemble de N cellules références de part et d'autre de la cellule de test (voir **figure 3.4**).

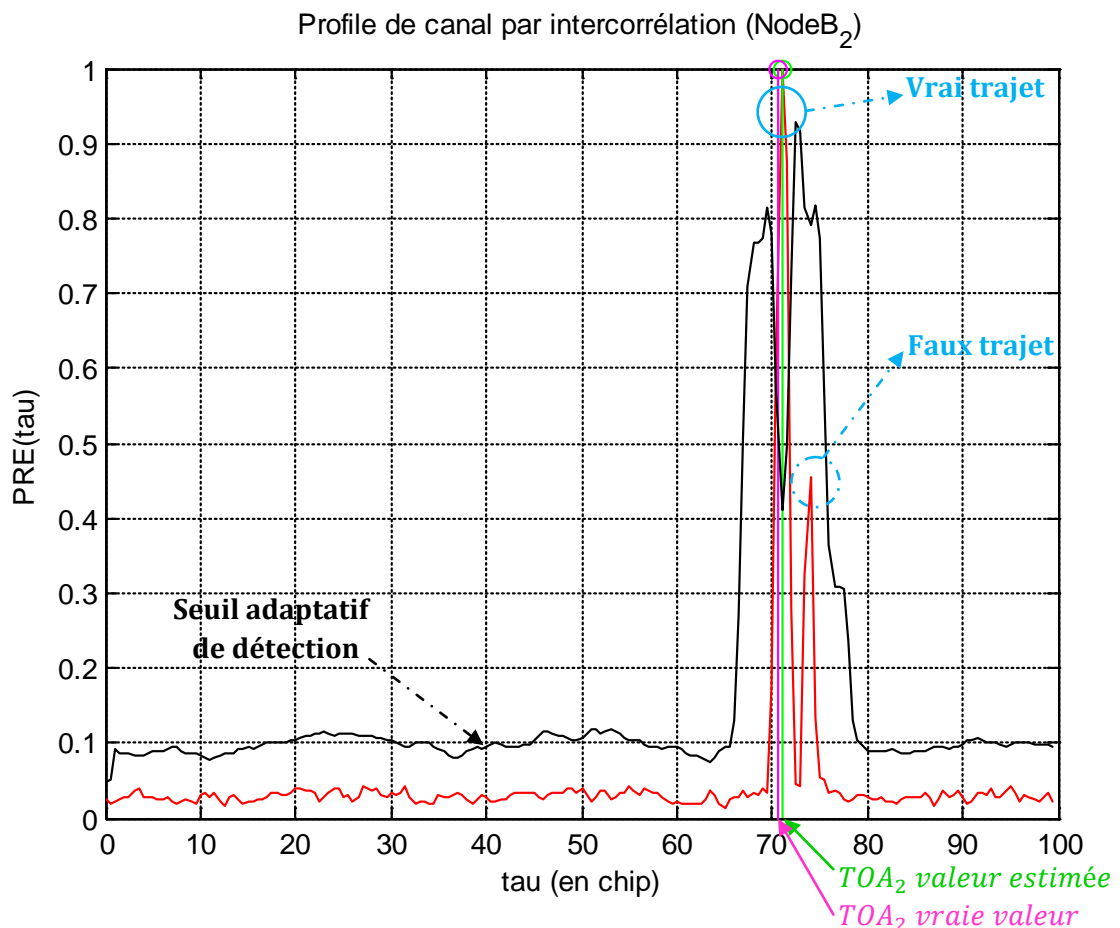


Figure 3.8 : Détection automatique du trajet direct avec un seuil adaptatif CACFAR pour l'estimateur WMSP. $P_{fa} = 10^{-6}$, $N = 14$.

On remarque que le trajet considéré est celui dont l'amplitude est supérieure au seuil adaptatif calculé, et que tous les faux trajets qui ont une amplitude inférieure au seuil de détection ne sont, par conséquent, pas détectés.

Après le calcul des TDOAs, il faut les convertir en différences de distances afin de résoudre le système d'équations d'hyperboles non-linéaires. Pour cela il faut utiliser une méthode de trilatération. Le choix de la méthode de trilatération fait l'objet du chapitre 4.

Pour l'instant et afin de comparer la précision de localisation des différentes méthodes étudiées, on a choisi la méthode de trilatération proposée par Chan Ho dans [35] pour déterminer la position du mobile.

Pour évaluer l'efficacité des différents estimateurs, on calcule la fonction de répartition FR (cumulative distribution function en anglais) de l'erreur de position du mobile. Les résultats obtenus sont représentés sur la *figure 3.9*.

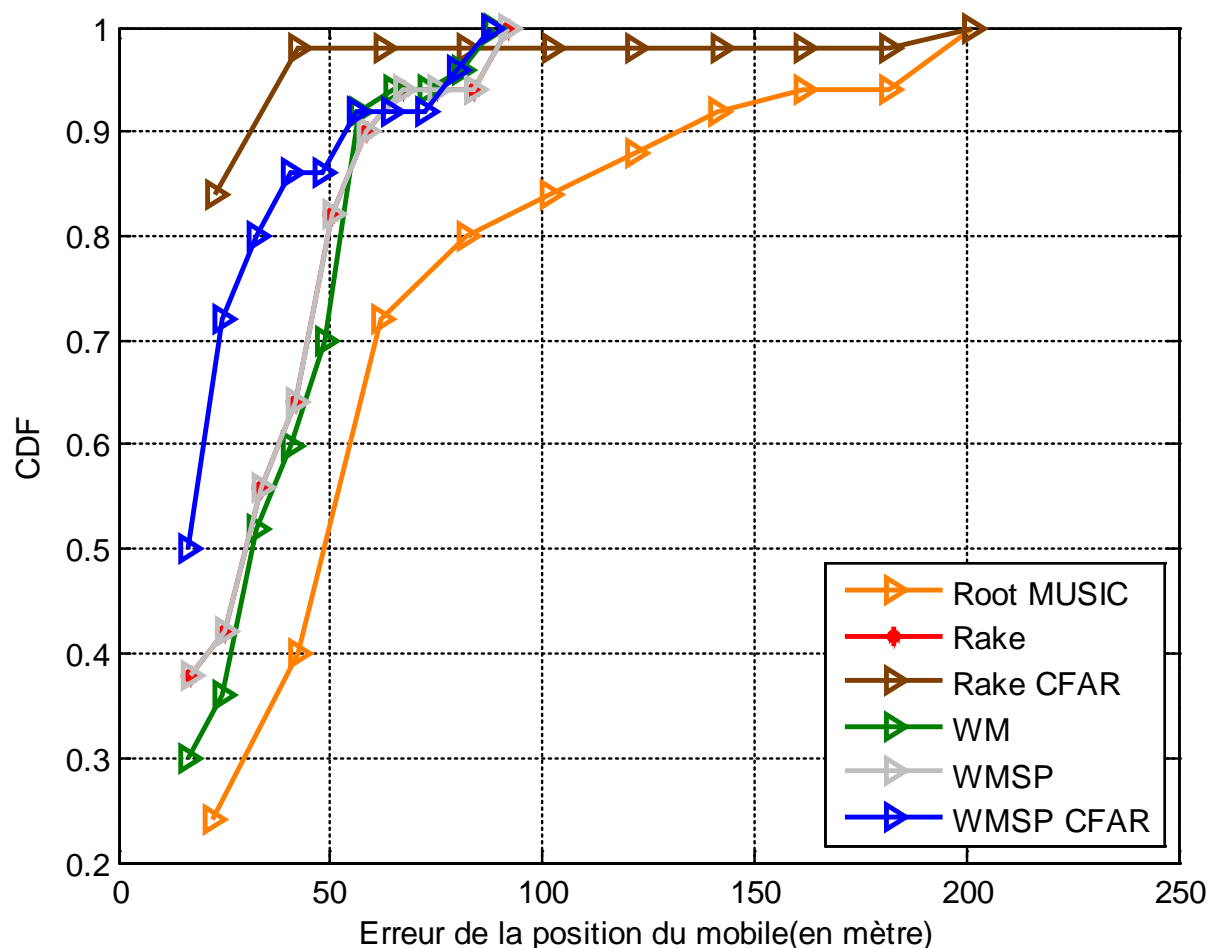


Figure 3.9 : La FR de l'erreur de localisation basée sur l'estimation des TDOAs par des différentes méthodes.

Avec l'estimateur Rake avec détection à seuil adaptatif l'erreur de positionnement est inférieure à 20 mètres dans plus de 80% des cas, cependant cette erreur peut atteindre 200 mètres.

Concernant l'estimateur WM, l'utilisation d'une projection de sous espace permet d'améliorer l'estimation des TDOAs car la réduction de rang permet de réduire le nombre de pics dûs au bruit, comme illustré dans les *figure 3.7 et 3.8*. L'utilisation d'une détection avec un seuil adaptatif permet d'augmenter en plus la précision d'estimation.

Avec l'estimateur WMSP-CFAR l'erreur de positionnement est dans 50% des cas inférieure à environ 15 et ne dépasse en un aucun cas 90 mètres. On peut dire que globalement il possède les meilleures performances.

Les résultats obtenus avec la méthode à haute résolution ROOT-MUSIC sont décevants. Ils peuvent s'expliquer par le fait que la modélisation sur laquelle se base cet algorithme n'est pas précise, en particulier le fait de supposer que la fonction d'autocorrélation de la séquence pilote dans l'équation (III.06) est une impulsion de Dirac. Nous pensons que des investigations plus poussées sont nécessaires pour cerner les causes des mauvaises performances de cette méthode et essayer d'améliorer ces performances.

3.8 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'étudier et de comparer un certain nombre de méthodes de calcul des TDOAs dans un contexte UMTS-FDD, pour un environnement 'outdoor'. On a vu que l'estimation des TDOAs par le calcul des TOAs des signaux provenant des différentes BSs repose essentiellement sur l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal par la corrélation entre le signal reçu et le signal pilote. L'extraction analytique des vrais trajets de corrélation observables à l'œil est loin d'être évidente. La solution la plus simple consiste à seuiller le module de la corrélation obtenu et de ne retenir que les pics de corrélation dépassant le seuil.

La méthode TDOA détermine la position d'un mobile en commençant tout d'abord par estimer les TOAs, en utilisant les différents estimateurs présentés dans ce chapitre. Ensuite elle résout les équations hyperboliques obtenues en utilisant ces mesures des TDOAs. Les différents estimateurs ont tous des points forts et des points faibles. Le meilleur entre ceux que nous avons étudiés semble être l'estimateur WMSP-CFAR.

Chapitre 4

**Estimation de la position d'un mobile
à base des mesures des TDOAs**

4.1 INTRODUCTION

L'estimation de la position d'un mobile à base des mesures des différences des temps d'arrivée, TDOAs, est l'une des approches les plus courantes. Une fois que les TDOAs sont estimées, elles sont converties en différences de distances. La position du mobile peut être obtenue en résolvant des équations hyperboliques non linéaires [36], en utilisant ces distances. Le problème majeur dans ce type d'approches est la relation non linéaire entre les mesures (TDOAs) et la position en coordonnées Cartésiennes. Donc le positionnement à partir des TDOAs est essentiellement basé sur la résolution d'un problème d'estimation non-linéaire. On présente dans ce chapitre la plupart des méthodes qui existent avec l'implémentation de certaines d'entre elles.

4.2 ALGORITHMES DE LOCALISATION HYPERBOLIQUE

Pour obtenir la position de la station mobile, il faut convertir les TDOAs estimées en différences de distance, afin de résoudre le système d'équations d'hyperboles non-linéaires. Plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature pour résoudre ce système d'équations non-linéaires. Dans ce qui suit on se limite, sans perte de généralités, au cas de l'estimation de la position de la station mobile en 2-D, utilisant n stations de base. Avant de décrire les méthodes pour le résoudre, on donne la définition des notations utilisées et on formule le problème.

(x, y) représentent les coordonnées inconnues de la position de la station mobile. (x_i, y_i) représentent les coordonnées connues fixes des BSs, avec $i = 2, 3, \dots, n$, où n est le nombre total des BSs intervenant dans le calcul de la position du mobile. Nous supposons que BS1 est la station de base de référence. Par définition, c'est la BS qui reçoit en premier le signal en provenance de la station mobile. Donc, toutes les TDOAs sont calculées par rapport à cette station de référence BS1. La distance entre la MS et la i ème BS est :

$$R_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \quad (\text{IV.01})$$

$$R_i^2 = x_i^2 + y_i^2 - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2 \quad (\text{IV.02})$$

La différence de distance entre la station de référence BS1 et les autres BSs intervenants dans le calcul de la localisation est donnée par :

$$R_{i,1} = cm_{i,1} = R_i - R_1 \quad (\text{IV.03})$$

$$= \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} - \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad (\text{IV.04})$$

où :

- c est la vitesse de propagation du signal.
- $m_{i,1}$ est la TDOA estimée entre la i ème BS et BS1 (la BS de référence).
- $R_{i,1}$ est la différence en distance entre la i ème station de base et la station de base BS1.
- R_1 est la distance entre BS1 et la station mobile.

Ceci permet de définir un système d'équations d'hyperboles non-linéaires qui exprime la TDOA en fonction des coordonnées de la station mobile.

La solution des équations non linéaires (IV.04) est difficile. En conséquence, la linéarisation de cet ensemble d'équations est généralement nécessaire.

Mettons (IV.03) sous la forme :

$$R_i^2 = (R_{i,1} + R_1)^2 \quad (\text{IV.05})$$

L'équation (IV.02) peut être alors réécrite sous forme :

$$R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 + R_1^2 = x_i^2 + y_i^2 - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2 \quad (\text{IV.06})$$

En soustrayant (IV.02) avec $i=1$ de l'équation (IV.06) on aura :

$$R_{i,1}^2 + 2R_{i,1}R_1 = (x_i^2 + y_i^2) - 2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y - (x_1^2 + y_1^2), \quad (\text{IV.07})$$

où $x_{i,1} = x_i - x_1$ et $y_{i,1} = y_i - y_1$.

L'ensemble des équations dans (IV.07) est maintenant linéaire. Il s'agit donc de résoudre ce système d'équations linéaires pour déterminer les inconnues qui sont la position du mobile (x, y) et la distance R_1 [37].

4.2.1 Méthode Analytique AM (Analytical method)

La méthode la plus simple pour déterminer la position du mobile est de résoudre le système d'équations directement. En posant :

$$x' = x - x_1, y' = y - y_1 \quad (\text{IV.08})$$

$$x'_i = x_i - x_1, y'_i = y_i - y_1 \quad (i = 2, \dots, n), \quad (\text{IV.09})$$

l'équation (IV.01) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} (x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 = R_1^2 \\ (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 = (R_1 + R_{2,1})^2 \\ \dots \\ (x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 = (R_1 + R_{n,1})^2 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Le nombre minimal des BSs est trois, car il ya trois inconnues (x, y) et R_1 , dans (IV.10). En substituant (IV.08) et (IV.09), pour $i = 1, 2, 3$, dans (IV.10) et en soustrayant la première ($i = 1$) de cette même équation pour $i = 2, 3$. Le résultat donne un système d'équations sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} x_2' & y_2' & R_{2,1} \\ x_3' & y_3' & R_{3,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \\ R_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_2'^2 + y_2'^2 - R_{2,1}^2 \\ x_3'^2 + y_3'^2 - R_{3,1}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

avec :

$$R_1^2 = x'^2 + y'^2 \quad (\text{IV.12})$$

On prend l'une des inconnues, comme un paramètre, R_1 par exemple, et on écrit les deux autres en fonction de ce paramètre. En les remplaçant dans (IV.12), on obtient une équation quadratique en termes de R_1 . La solution de cette équation donne R_1 , qui substitué dans (IV.11) mène au calcul de la position du mobile.

L'équation (IV.11) suppose que le nombre de BSs est trois. L'extension de la méthode AM au cas d'un nombre n de BSs, supérieur à trois peut être réalisée de la manière suivante : On effectue C_3^n estimations partielles de la position du mobile, en considérant à chaque fois seulement trois BSs différentes parmi les n BSs. La position estimée finale est alors obtenue en moyennant les estimées partielles. Si l'on suppose que les erreurs d'estimation partielles sont indépendantes alors la variance de l'estimée finale serait la somme des variances des estimées partielles divisée par n^2 .

4.2.2 Méthode des moindres carrées LS (Least Squares)

Soustrayant la première équation ($i = 1$) à partir des autres équations de (IV.10), on aura

$$2 \begin{bmatrix} x_2' y_2' \\ x_3' y_3' \\ \dots \\ x_n' y_n' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_2' - R_{2,1}^2 \\ k_3' - R_{3,1}^2 \\ \dots \\ k_n' - R_{n,1}^2 \end{bmatrix} + 2R_1 \begin{bmatrix} -R_{2,1} \\ -R_{3,1} \\ \dots \\ -R_{n,1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

où (x', y') , (x_i', y_i') sont définis dans (IV.08) et (IV.09), et $k_i' = x_i'^2 + y_i'^2$, ($i = 2, \dots, n$).

(IV. 13) peut être décrite sous la forme :

$$2At = c + 2R_1 d \quad (\text{IV. 14})$$

$$\text{où: } t = \begin{bmatrix} x' & y' \end{bmatrix}^T, \quad A = \begin{bmatrix} x_2' y_2' \\ x_3' y_3' \\ \dots \\ x_n' y_n' \end{bmatrix}, \quad c = \begin{bmatrix} k_2' - R_{2,1}^2 \\ k_3' - R_{3,1}^2 \\ \dots \\ k_n' - R_{n,1}^2 \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} -R_{2,1} \\ -R_{3,1} \\ \dots \\ -R_{n,1} \end{bmatrix}$$

La solution dans le sens des moindres carrées est donnée par:

$$t = \frac{1}{2} (A^T A)^{-1} A^T (c + R_1 d) \quad (\text{IV.15})$$

Cette solution est fonction du paramètre R_1 . En la substituant dans (IV.14) on obtient une équation quadratique en R_1 dont la résolution fournit la valeur de ce paramètre, qui substituée dans (IV.15) permet de déterminer la position (x, y) du mobile.

4.2.3 Méthode de Taylor

La méthode de Taylor proposée par Foy en 1976 linéarise le système d'équations par un développement d'ordre 1 et utilise ensuite une méthode itérative pour résoudre le système des équations linéaires. Cette méthode est précise mais nécessite une initialisation par un vecteur de coordonnées d'initialisation proche de la position du mobile afin que la solution converge vers les coordonnées exactes de la position du mobile. On définit une fonction décrivant les différences en distances comme suit :

$$R_{i,1} = R_i - R_1 + \varepsilon_{i,1} \quad (i = 2, \dots, n)$$

$$= \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} + \varepsilon_{i,1} \quad (\text{IV. 16})$$

où $\varepsilon_{i,1}$ est l'erreur d'estimation de la différence en distance entre la i ème station de base et la station de base BS1, modélisée par un bruit gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 avec une matrice de covariance Q donnée par :

$$Q = E\{\varepsilon\varepsilon^T\} = \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & 0.5 & \dots \\ 0.5 & 1 & 0.5 & \\ \vdots & & \ddots & \\ & & & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 17})$$

On suppose que l'estimée initiale de (x, y) est (x_0, y_0)

avec :

$$x = x_0 + \delta_x, y = y_0 + \delta_y$$

où δ_x, δ_y sont les erreurs d'estimation de la position à déterminer.

L'équation (IV.16) peut être développée en série de Taylor autour de la valeur initiale (x_0, y_0) . En gardant uniquement les deux premiers termes, on aura :

$$R_{i,1}^0 + a_{i,x}(x_0, y_0)\delta_x + a_{i,y}(x_0, y_0)\delta_y \approx R_{i,1} + \varepsilon_{i,1} \quad (\text{IV.18})$$

avec :

$$R_{i,1}^0 = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2} - \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2}$$

$$a_{i,x} = \left. \frac{\partial R_{i,1}(x, y)}{\partial x} \right|_{x_0, y_0} = \frac{x_1 - x_0}{R_1} - \frac{x_i - x_0}{R_i}$$

$$a_{i,y} = \left. \frac{\partial R_{i,1}(x, y)}{\partial y} \right|_{x_0, y_0} = \frac{y_1 - y_0}{R_1} - \frac{y_i - y_0}{R_i}$$

$$R_i = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2}$$

Donc l'équation (IV.18) peut être réécrite comme suit :

$$A\delta = D + e \quad (\text{IV.19})$$

$$\text{avec : } A = \begin{bmatrix} a_{2,x} & a_{2,y} \\ a_{3,x} & a_{3,y} \\ \dots & \dots \\ a_{n,x} & a_{n,y} \end{bmatrix}, \delta = \begin{bmatrix} \delta_x & \delta_y \end{bmatrix}^T$$

$$D = [R_{2,1} - R_{2,1}^0, R_{3,1} - R_{3,1}^0, \dots, R_{n,1} - R_{n,1}^0]^T, \quad e = [\varepsilon_{2,1}, \varepsilon_{3,1}, \dots, \varepsilon_{n,1}]^T$$

La solution de l'équation (IV.19), dans le sens des moindres carrées, est:

$$\delta = (A^T Q^{-1} A)^{-1} A^T Q^{-1} D \quad (\text{IV.20})$$

En résumé, disposant de la position (x_k, y_k) à la k ème itération, l'algorithme de Taylor calcule δ_k à partir de l'équation (IV.20) et l'utilise pour la mise à jour de cette position selon :

$$x_{k+1} = x_k + \delta_x, y_{k+1} = y_k + \delta_y \quad (\text{IV.21})$$

La première itération, pour $k=0$, correspond à l'initialisation. Le calcul continue pour plusieurs itérations jusqu'à ce que les variations de x et y deviennent négligeables. Si la valeur initiale (x_0, y_0) choisie n'est pas proche de la vraie position, l'algorithme de Taylor peut ne pas converger.

4.2.4 Méthode de maximum de vraisemblance approximative AML (Approximate Maximum Likelihood)

Les distances obtenues à partir des mesures des TDOAs peuvent être représentées comme suit :

$$R = [R_{2,1} \quad R_{3,1} \quad \dots \quad R_{n,1}]^T = d + \varepsilon \quad (\text{IV.22})$$

où ε représentent les erreurs d'estimation des différences de distances avec comme matrice de covariance Q , telle que donnée dans (IV. 17) et

$$\mathbf{d}(\theta) = [r_{2,1} \quad r_{3,1} \quad \dots \quad r_{n,1}] \quad (\text{IV.23})$$

avec d le vecteur des vraies distances $r_{i,1}$ et θ les coordonnées du mobile : $\theta = [x \quad y]^T$

La fonction de densité de probabilité de R sachant θ est :

$$f(R/\theta) = (2\pi)^{-n/2} (\det Q)^{-1/2} \exp\{-J/2\}$$

avec:

$$J = [R - d(\theta)]^T Q^{-1} [R - d(\theta)]$$

L'estimateur ML est θ qui minimise J . On obtient alors :

$$2HD\theta + H(v + 2R_1 R) \quad (\text{IV.24})$$

avec:

$$H = \left[\frac{\partial d(\theta)}{\partial \theta} \right]^T Q^{-1} \text{diag} \left[\frac{1}{R_2 + R_1 + R_{2,1}} \quad \dots \quad \frac{1}{R_n + R_1 + R_{n,1}} \right]$$

$$D = - \begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ x_3 - x_1 & y_3 - y_1 \\ \dots & \dots \\ x_n - x_1 & y_n - y_1 \end{bmatrix}$$

$$v = \left[R_{2,1}^2 + K_1 - K_2, \dots, R_{n,1}^2 + K_1 - K_n \right]^T$$

$$K_1 = x_1^2 + y_1^2, \quad K_i = x_i^2 + y_i^2 \quad \text{avec } i = 2, 3, \dots, n.$$

Méthode de calcul

1- On remplace H par une matrice identité.

2- De (IV.24) on peut obtenir $\theta(R_1)$ c'est à dire x et y en fonction R_1 .

3- On sait que $R_1^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2$ (IV.25)

En portant $\theta(R_1)$ dans (IV.25), on obtient une équation de second ordre où R_1 est le seul inconnu. La résolution de cette équation permet de déterminer la valeur de R_1 , qui à son tour permet de déduire les valeurs x et y à partir de $\theta(R_1)$.

4- Les valeurs de x et y obtenues sont utilisées pour déterminer H.

5- De (IV.24), on recalcule $\theta(R_1)$ en utilisant la matrice H déterminée.

6- On répète la procédure de calcul q fois (avec q suffisamment grand, de l'ordre de 5) en utilisant la nouvelle valeur de θ à chaque fois. La solution AML retenue est celle qui correspond à la valeur minimale de J. Pour plus de détails, voir les références [38-39].

4.2.5 Méthode de Chan Ho

Une solution non itérative pour l'estimation hyperbolique de la position ayant des performances optimales pour des BSs placées arbitrairement, a été proposée par Chan et Ho en 1994. La solution est valide pour les BSs éloignées et proches.

- **Solution dans le cas de trois BSs (n=3)**

On dispose de deux mesures de TDOA. A partir de l'équation (IV.06), on déduit les coordonnées x et y en fonction de R_1 . La solution est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{IV.26})$$

où

$$\begin{aligned} K_1 &= x_1^2 + y_1^2 \\ K_2 &= x_2^2 + y_2^2 \\ K_3 &= x_3^2 + y_3^2 \end{aligned}$$

Ensuite, on substitue dans l'équation (IV.25) les valeurs de x et y obtenues. Ceci permet d'obtenir une équation du second degré en fonction de R_1 , dont les racines permettent de déterminer les valeurs de x et y . Il est important de noter que seulement la racine carrée positive de R_1 est prise en considération pour le calcul des valeurs de x et y . La deuxième racine carrée de R_1 est soit négative soit supérieure au rayon de la cellule de la BS de référence [37].

Signalons que bien que la formulation mathématique de cette méthode semble être différente de la méthode analytique pour trois BSs, décrite précédemment, les deux méthodes sont équivalentes.

- **Solution dans le cas de quatre BSs ou plus (n > 3) :**

Quand il y a plus de quatre BSs on doit transformer le système original d'équations non linéaires en un autre système linéaire, et utiliser les Moindres Carrés Linéaires Pondérés MCLP (ou WLLS en anglais : Weighted Linear Least Squares) pour avoir une première solution. L'application des MCLP une seconde fois, en utilisant la solution initiale et d'autres relations connues entre les coordonnées du mobile et la variable supplémentaire employée, permet d'obtenir l'estimation finale améliorée de la position [40]. Les détails de la procédure de calcul sont donnés ci-après :

- 1. Calcul de la solution approximative initiale**

$$z_a = \left(G_a^T Q^{-1} G_a \right)^{-1} G_a^T Q^{-1} h \quad , \quad (\text{IV.27})$$

avec Q la matrice de covariance des TDOAs et

$$z_a = [x_a \quad y_a \quad R_1]^T \quad G = \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} & R_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} & R_{3,1} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_{n,1} & y_{n,1} & R_{n,1} \end{bmatrix}, \quad h = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - k_2 + k_1 \\ R_{3,1}^2 - k_3 + k_1 \\ \dots \\ R_{n,1}^2 - k_n + k_1 \end{bmatrix}$$

2. Calcul des estimations à partir des moindres carrés pondérés (WLS)

a) Si le mobile est proche des BSs, on calcule la première et la deuxième solution à partir des MCLP séparément en employant les deux équations ci-dessous :

$$z_b = [x_b \quad y_b \quad R_{b1}]^T$$

$$z_b = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1} G_a^T \psi^{-1} h \quad (\text{IV.28})$$

avec:

$$\psi = c^2 B Q B$$

$$B = \text{diag} \{ R_2^0 \quad R_3^0 \quad \dots \quad R_n^0 \}$$

$$R_i^0 = \sqrt{(x_a - x_i)^2 + (y_a - y_i)^2}$$

$$z_c = [x_c \quad y_c]^T$$

$$z_c = (G_a'^T \psi'^{-1} G_a')^{-1} G_a'^T \psi'^{-1} h' \quad (\text{IV.29})$$

avec:

$$\psi' = 4B' \text{cov}(z_b) B'$$

$$B' = \text{diag} \{ x_b - x_1, y_b - y_1, R_{b1} \}$$

$$\text{cov}(z_b) = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1}$$

$$G_a' = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad h' = \begin{bmatrix} (x_b - x_1)^2 \\ (y_b - y_1)^2 \\ R_{b1}^2 \end{bmatrix}$$

b) Si le mobile est loin des BSs, on calcule la première solution MCLP de l'équation (IV.27) puis on obtient la deuxième solution MCLP en utilisant l'équation suivante :

$$z_c = (G_a'^T B'^{-1} G_a' Q^{-1} G_a' B'^{-1} G_a')^{-1} (G_a'^T B'^{-1} G_a' Q^{-1} G_a' B'^{-1}) h' \quad (\text{IV.30})$$

L'estimation finale de la position du mobile est :

$$z_p = \pm \sqrt{z_c} + \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.31})$$

Pour plus de détails sur cette méthode, voir la référence [41].

4.2.6 Méthode de Fang

Fang a proposé une autre méthode en 1990. Il suppose que les différentes stations de base sont localisées comme suit : BS1 (0,0), BS2 ($x_2, 0$) et BS3 (x_3, y_3). Les relations (IV.01) et (IV.07) se simplifient et deviennent :

$$R_1 = \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (\text{IV.32})$$

$$x_{i,1} = x_i - x_1 = x_i$$

(IV.33)

$$y_{i,1} = y_i - y_1 = y_i \quad (\text{IV.34})$$

$$2R_{2,1}R_1 = -R_{2,1}^2 + x_2^2 - 2x_{2,1}x \quad (\text{IV.35})$$

$$2R_{3,1}R_1 = -R_{3,1}^2 + (x_3^2 + y_3^2) - 2x_{3,1}x - 2y_{3,1}y \quad (\text{IV.36})$$

En utilisant et en simplifiant les deux dernières équations on obtient :

$$y = gx + h \quad (\text{IV.37})$$

$$g = \{R_{3,1} \cdot (x_2/R_{2,1}) - x_3\} / y_3 \quad (\text{IV.38})$$

$$h = \{x_3^2 + y_3^2 - R_{3,1}^2 + R_{3,1}R_{2,1} \cdot (1 - (x_2/R_{2,1})^2)\} / 2 \cdot y_3 \quad (\text{IV.39})$$

En remplaçant (IV.37) dans l'équation (IV.35), on a :

$$d \cdot x^2 + e \cdot x + f = 0 \quad (\text{IV.40})$$

avec:

$$d = -\{1 - (x_2/R_{2,1})^2 + g^2\} \quad (\text{IV.41})$$

$$e = x_2 \cdot \{1 - (x_2/R_{2,1})^2\} - 2gh \quad (\text{IV.42})$$

$$f = (R_{2,1}^2/4) \cdot \{1 - (x_2/R_{2,1})^2\}^2 - h^2 \quad (\text{IV.43})$$

En résolvant l'équation quadratique (IV.40), on obtient deux valeurs de x . Une seule valeur est choisie pour trouver y à partir de l'équation (IV.37) :

$$x = \frac{-e - \sqrt{e^2 - 4df}}{2d} \quad (\text{IV.44})$$

L'étape finale consiste à remplacer la valeur de x dans l'équation (IV.37) pour trouver l'estimée de l'autre coordonnée de la position du mobile [42].

4.2.7 Méthode d'intersection sphérique (Spherical Intersection)

Schau and Robinson ont proposé en 1987 une autre approche couramment utilisée et qui suppose que R_s , la distance du mobile par rapport à l'origine, est connue et résout x et y en termes de R_s . De l'équation (IV.01), on a :

$$d_i^2 = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 \quad (\text{IV.45})$$

En développant cette équation pour $i = 1, 2, 3, \dots, n$, on obtient :

$$x_1^2 - 2x_1x + x^2 + y_1^2 - 2y_1y + y^2 = d_1^2 \quad (\text{IV.46})$$

$$x_i^2 - 2x_ix + x^2 + y_i^2 - 2y_iy + y^2 = (d_{i,1} + d_1)^2 \quad (\text{IV.47})$$

On résout l'équation (IV.46) en posant :

$$\begin{aligned} R_s^2 &= x^2 + y^2 \\ &= -(x_1^2 + y_1^2) + d_1^2 - 2x_1x - 2y_1y \\ &= -R_1^2 + d_1^2 + 2x_1x + 2y_1y \end{aligned} \quad (\text{IV.48})$$

avec $R_1^2 = (x_1^2 + y_1^2)$.

On porte (IV.48) dans (IV.47) pour obtenir :

$$R_i^2 - (d_{i,1} + d_1)^2 + d_1^2 - R_1^2 = 2x_ix + 2y_iy - 2x_1x - 2y_1y, \quad (\text{IV.49})$$

avec $R_i^2 = (x_i^2 + y_i^2)$.

Sachant que la première station de base est située à l'origine, c'est-à-dire que $(x_1, y_1) = (0, 0)$ et $R_1 = 0$ et en remplaçant ceci dans l'équation (IV.49), on obtient :

$$\Delta - 2R_s d = 2MX \quad (\text{IV.50})$$

avec:

$$\Delta = \begin{bmatrix} R_2^2 - d_{2,1}^2 \\ R_3^2 - d_{3,1}^2 \\ \dots \\ R_n^2 - d_{n,1}^2 \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} d_{2,1} \\ d_{3,1} \\ \dots \\ d_{n,1} \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ x_3 - x_1 & y_3 - y_1 \\ \dots & \dots \\ x_n - x_1 & y_n - y_1 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \text{ et } R_s^2 = d_1^2$$

Dans l'équation (IV.50) les inconnues apparaissent des deux côtés, la position du mobile X à droite, et le rayon R_s du mobile à gauche. En supposant que R_s est connu, l'équation (IV.50) aura comme solution :

$$X = \frac{1}{2} M^+ (\Delta - 2R_s d), \quad (\text{IV.51})$$

où $M^+ = (M^T M)^{-1} M^T$ est le pseudo inverse de M . La solution représentée par l'équation (IV.51) contient toujours l'inconnue R_s . Pour résoudre cela, on utilise l'équation suivante :

$$R_s = (X^T X)^{1/2} \quad (\text{IV.52})$$

En portant (IV.51) dans (IV.52), on a :

$$R_s^2 \left[4 - 4d - 4d^T (M^+)^T M^+ d \right] + R_s \left[2d^T (M^+)^T M^+ \Delta + 2\Delta^T (M^+)^T M^+ d \right] - \left[\Delta^T (M^+)^T M^+ \Delta \right] \quad (\text{IV.53})$$

La seule inconnue de cette équation est le rayon du mobile R_s . L'équation (IV.53) a comme solution :

$$R_s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}; R_s \geq 0, \quad (\text{IV.54})$$

avec:

$$a = \left[4 - 4d - 4d^T (M^+)^T M^+ d \right] \quad (\text{IV.55})$$

$$b = \left[2d^T (M^+)^T M^+ \Delta + 2\Delta^T (M^+)^T M^+ d \right] \quad (\text{IV.56})$$

$$c = \left[\Delta^T (M^+)^T M^+ \Delta \right] \quad (\text{IV.57})$$

En remplaçant la valeur de R_s ainsi obtenue dans l'équation (IV.51) on obtient X , la position estimée du mobile.

4.2.8 Méthode d'interpolation sphérique (Spherical Interpolation)

Généralement les temps d'arrivée ne sont pas estimés avec précision ainsi les équations (IV.47) et (IV.49) ne sont pas vraiment précises. La méthode d'interpolation sphérique proposée par Smith et Abel en 1987, tente d'obtenir une solution en minimisant l'erreur quadratique. La fonction de l'erreur est définie par :

$$\varepsilon = \Delta - 2R_s d - 2MX \quad (\text{IV.58})$$

En portant (IV.51) dans (IV.58), on obtient :

$$\varepsilon = \Delta - 2R_s d - M(M^T M)^{-1} M^T (\Delta - 2R_s d)$$

$$= (I - M(M^T M)^{-1} M^T) (\Delta - 2R_s d)$$

$$= (I - P_m^\perp)(\Delta - 2R_s d) \quad (\text{IV.59})$$

avec:

$$P_m = M(M^T M)^{-1} M^T \text{ et } P_m^\perp = I - P_m$$

Cette méthode ne marche que lorsque le nombre de BSs est supérieur à trois. Dans le cas où $n=3$, $P_m = I$ et l'équation de l'erreur ε est égale à zéro pour tout R_s . De l'équation (IV.59) on tire :

$$\begin{aligned} \varepsilon^T \varepsilon &= (\Delta - 2R_s d) P_m^\perp P_m^\perp (\Delta - 2R_s d) \\ &= \Delta^T P_m^\perp P_m^\perp \Delta - 4R_s d^T P_m^\perp P_m^\perp \Delta + 4R_s^2 d^T P_m^\perp P_m^\perp d \end{aligned} \quad (\text{IV.60})$$

En minimisant par rapport à R_s , on a :

$$\frac{\delta \varepsilon^T \varepsilon}{\delta R_s} = -4d^T P_m^\perp P_m^\perp \Delta + 8R_s d^T P_m^\perp P_m^\perp d = 0 \quad (\text{IV.61})$$

D'où l'on tire la valeur de R_s :

$$R_s = \frac{d^T P_m^\perp P_m^\perp \Delta}{2R_s d^T P_m^\perp P_m^\perp d} \quad (\text{IV.62})$$

On remplace la valeur de R_s dans l'équation (IV.51) pour avoir la solution qui représente la position estimée de la station mobile [43].

4.2.9 Méthode de Friedlander

La méthode de Friedlander proposée en 1987 utilise le critère de l'erreur des moindres carrés LS (Least Squares) pour estimer la position du mobile. Cette méthode suppose que R_i est indépendant de x et de y dans (IV.07) et peut ainsi être éliminé de ces équations. Cette méthode a une complexité plus réduite par rapport à d'autres méthodes mais elle est optimale par rapport à certaines d'entre elles, parce qu'elle élimine une relation fondamentale. Cette méthode transforme la relation linéaire de l'équation (IV.07) en :

$$x_{i,1}x + y_{i,1}y = 0.5((x_i^2 + y_i^2) - (x_1^2 + y_1^2) - R_{i,1}^2) - R_{i,1}R_1 \quad (\text{IV.63})$$

En posant $K_1 = x_1^2 + y_1^2$, $K_i = x_i^2 + y_i^2$ avec $i = 2,3$, et en substituant k_i dans l'équation (IV.08) on a :

$$x_{i,1}x + y_{i,1}y = 0.5(K_i - K_1 - R_{i,1}^2) - R_{i,1}R_1 \quad (\text{IV.64})$$

Cette équation peut être écrite sous forme matricielle :

$$S.X = u - R_1 p, \quad (\text{IV.65})$$

avec:

$$S = \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.66})$$

$$X = [x \quad y]^T \quad (\text{IV.67})$$

$$u = 0.5 \begin{bmatrix} K_2 - K_1 - R_{2,1}^2 \\ K_3 - K_1 - R_{3,1}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.68})$$

$$p = [R_{2,1} \quad R_{3,1}]^T \quad (\text{IV.69})$$

Dans le but d'éliminer le deuxième terme de l'équation (IV.65), qui nécessite la connaissance de R_1 , l'équation (IV.65) est multipliée par la matrice N qui contient les éléments de p [42]. Cette matrice est définie par :

$$N = (I - Z).D \quad (\text{IV.70})$$

avec:

$$D = (\text{diag}\{p\})^{-1} = \begin{bmatrix} R_{2,1} & 0 \\ 0 & R_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{IV.71})$$

$$Z = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.72})$$

Les coordonnées du mobile sont obtenues par la résolution de :

$$N.S.X = N.u \quad (\text{IV.73})$$

La position de la station mobile peut être calculée par la solution des moindres carrés (LS), on aura :

$$X = (S^T . N^T N . S)^{-1} S^T . N^T . N . u \quad (\text{IV.74})$$

4.2.10 Méthode de DAC

La méthode DAC (Divide-And-Conquer) proposée par Abel en 1990, consiste à diviser les mesures de TDOA en groupes. Chaque groupe a une taille égale au nombre d'inconnues. La détermination des inconnues est effectuée pour chaque groupe, puis celles ci sont combinées pour fournir une solution finale. Bien que cette méthode puisse fournir une performance optimale, la solution emploie une approximation stochastique et exige

que l'information de Fisher soit suffisamment grande. La matrice de l'information Fisher (FIM : Fisher Information Matrix) est l'inverse de la matrice de Cramer-Rao (CRMB : Cramer-Rao Matrix Bound). L'estimateur a une performance optimale quand les erreurs sont petites, ce qui implique un faible niveau de bruit. Au-delà d'un certain niveau de ce bruit la méthode dévie du CRLB. Cette méthode exige un nombre égal de mesures des différences de distances pour chaque groupe [44].

4.3 Borne de Cramer Rao (BCR)

L'erreur quadratique moyenne fournie par une méthode de trilatération peut être comparée avec la Borne de Cramer Rao (CRB) relative à l'estimation de la position à partir des TDOAs dans le cas statique. Cette borne est donnée par [45].

$$CRB = c^2 (C_t^T R^{-1} C_t)^{-1} \quad (IV.75)$$

où :

$$C_t = \begin{bmatrix} (x_1 - x)/r_1 - (x_2 - x)/r_2 & (y_1 - y)/r_1 - (y_2 - y)/r_2 \\ (x_1 - x)/r_1 - (x_3 - x)/r_3 & (y_1 - y)/r_1 - (y_3 - y)/r_3 \\ \dots & \dots \\ (x_1 - x)/r_1 - (x_N - x)/r_N & (y_1 - y)/r_1 - (y_N - y)/r_N \end{bmatrix}$$

4.4 RESULTATS

On considère pour nos simulations la géométrie de localisation représentée à la *figure 4.1* avec quatre stations de base situées à $(-471, -1296)$, $(-1400, 3000)$, $(1600, 4400)$ et $(3000, 1400)$. Pour étudier l'influence de la position du mobile sur sa localisation par les TDOAs, on a considéré comme dans [39] trois positions, A $(800, 2200)$, B $(600, 1300)$ et C $(0, 0)$.

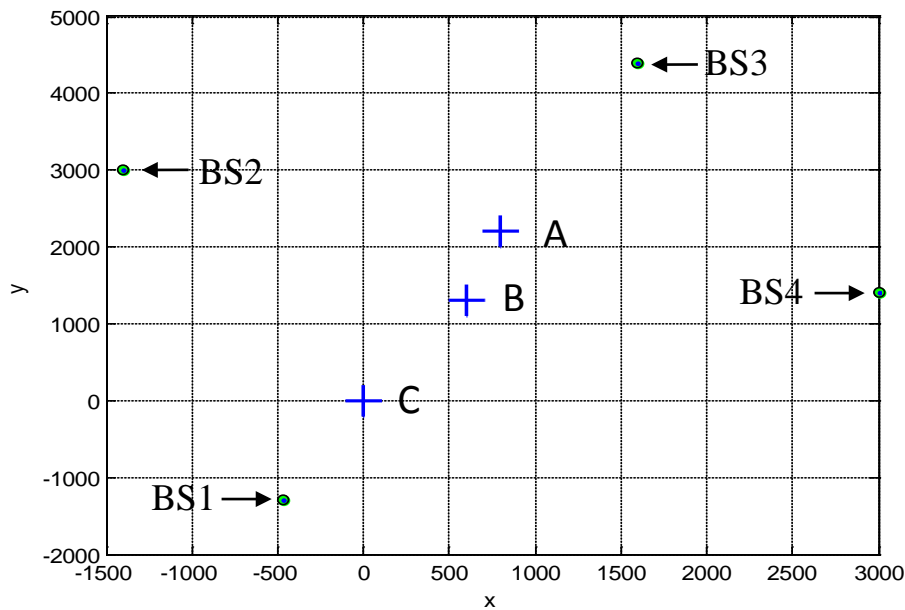


Figure 4.1 : Géométrie de localisation à base des TDOAs.

Pour commencer, on s'intéresse à l'évaluation de la méthode de Chan. Les TOAs mesurés sont les vrais TOAs auxquels on ajoute un bruit de mesure dont l'écart type équivalent en distance est $STD_Dist = 1$. La *figure 4.2* représente les résultats obtenus à travers 1000 simulations avec cette méthode, en utilisant soit les quatre BSs soit uniquement trois BSs, en l'occurrence les BSs 1, 2 et 3. Pour chacune des trois positions A, B et C on donne le nuage des positions estimées ainsi qu'une estimation de la fonction de répartition des erreurs d'estimation CDF (Cumulative Distribution Function).

On remarque que pour toutes les positions, l'estimation de la position du mobile par la méthode de Chan en utilisant les quatre BSs est plus précise qu'en utilisant trois BSs.

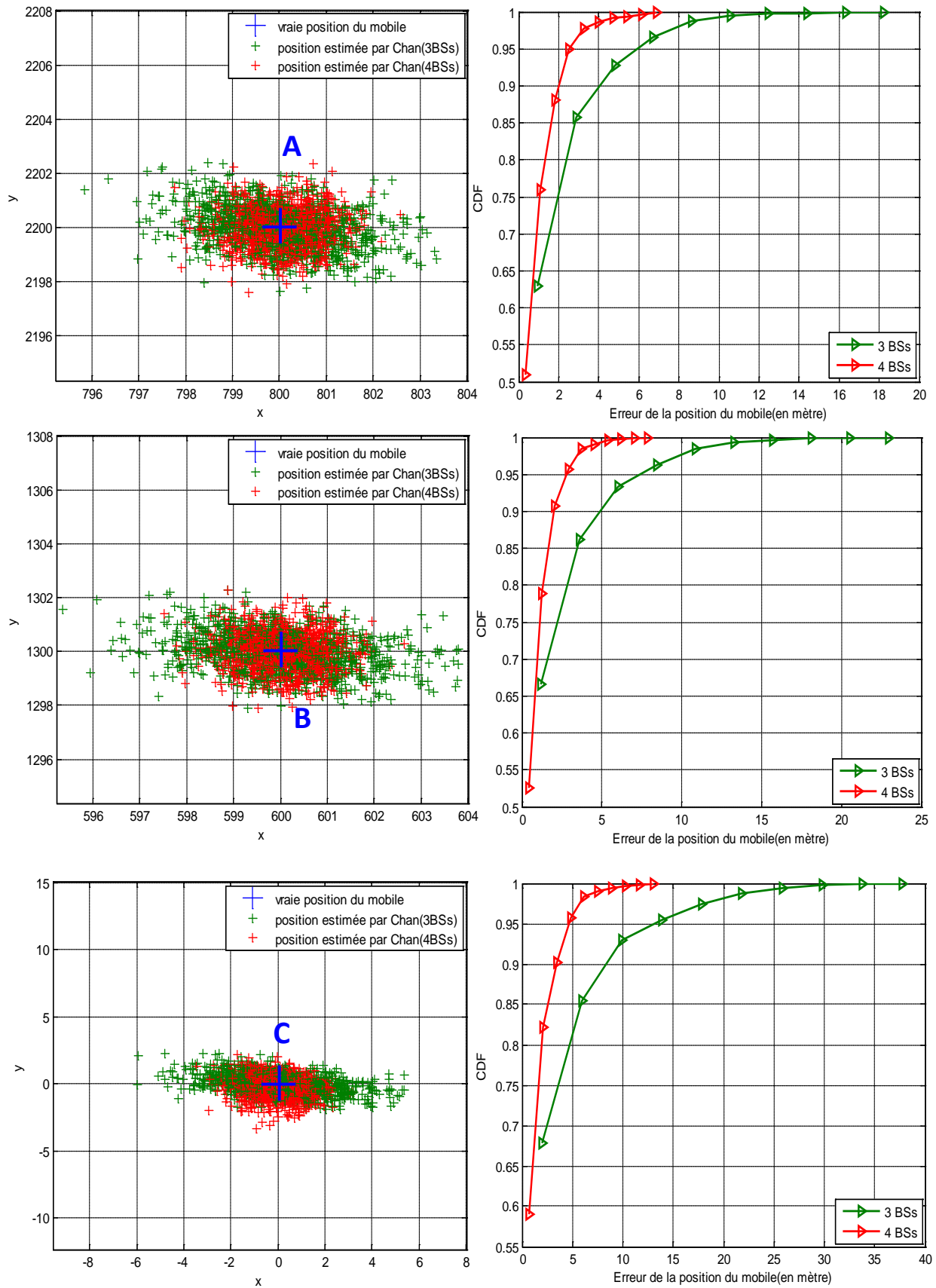


Figure 4.2 : Performance de l’algorithme de Chan en fonction de la position du mobile et le nombre de BSs intervenant dans le calcul. $STD_Dist = 1$.

Pour voir l'effet de la puissance du bruit de mesure on a effectué des simulations avec $STD_Dist = 10$. La **figure 4.3** représente les résultats obtenus.

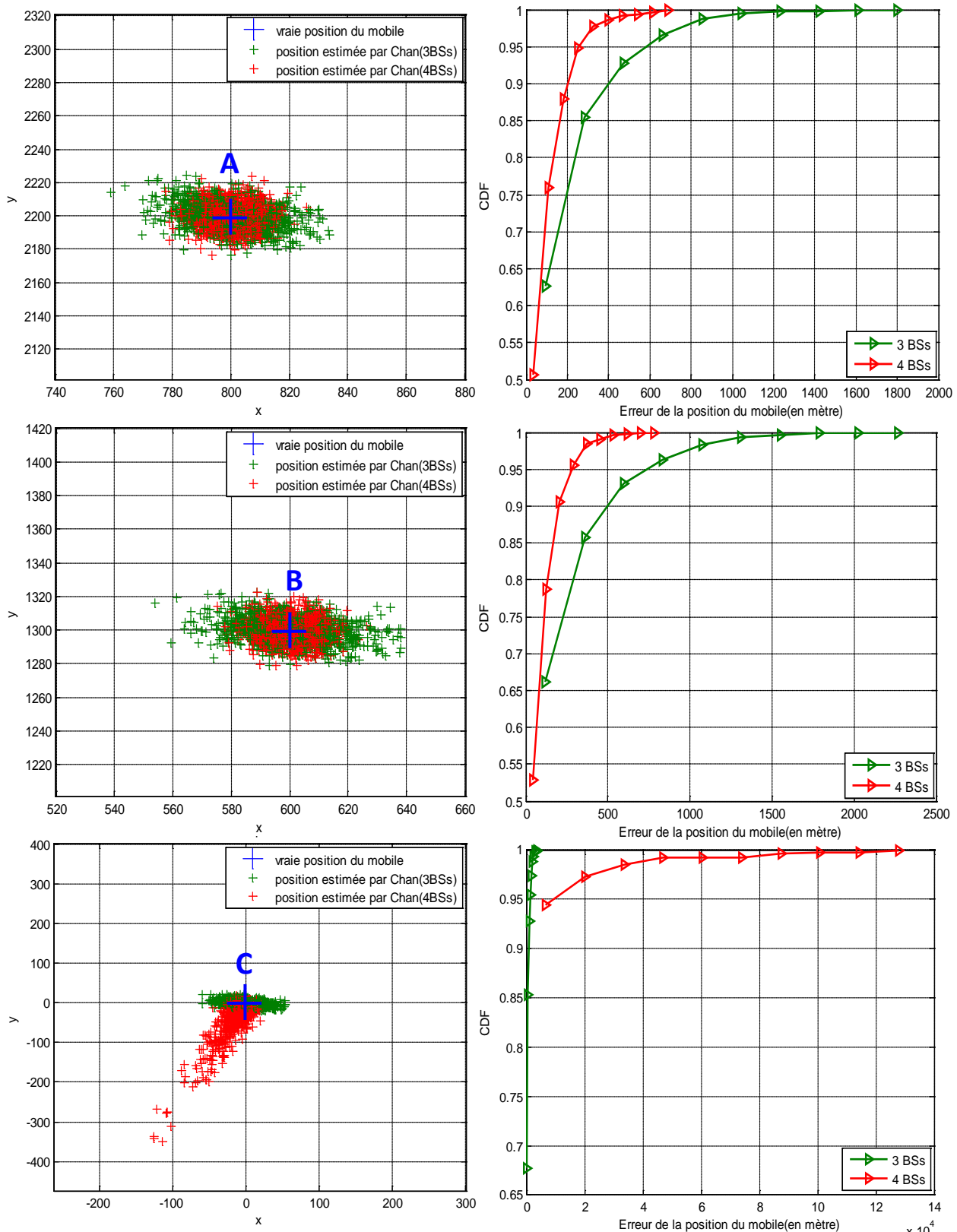


Figure 4.3 : Performance de l'algorithme de Chan en fonction de la position du mobile et le nombre de BSs intervenant dans le calcul. $STD_Dist = 10$.

D'après la *figure 4.3*, les performances de localisation se dégradent avec l'augmentation de la puissance du bruit, en particulier pour la position C avec 3 BSs et surtout avec 4 BSs. On peut conclure que la méthode de Chan est sensible à la configuration BSs + mobile. Dans le cas de la position C on dit que le GDOP 'Geometric Dillution Of Precision' est mauvais.

On a également comparé les performances de la méthode de Chan à celles de trois autres méthodes, qui sont : la méthode analytique (AM), la méthode des moindres carrés (LS) et la méthode de Taylor-séries (TS). Les résultats obtenus pour les positions A, B et C en utilisant quatre BSs sont présentés aux *figures 4.4 et 4.5* et dans le *tableau 4.1*, pour $STD_Dist = 1$ et 10 . Dans les *figures 4.4 et 4.5* la CDF des erreurs d'estimation est tracée, tandis que dans le *tableau 4.1*, les EQM pratiques des différentes méthodes sont comparées.

L'analyse de ces résultats montre qu'on doit distinguer les positions A et B de la position C. Pour les positions A et B la méthode AM possède les meilleures performances, suivie de la méthode TS, suivie des méthodes Chan et LS qui ont des performances similaires, avec Chan légèrement meilleure dans le cas de la position A et l'inverse dans le cas de la position B. Pour la position C les performances des méthodes TS et LS sont très similaires et sont les meilleures. Par contre celles de la méthode AM se dégradent légèrement, alors que celles de la méthode Chan se dégradent légèrement pour $STD_Dist = 1$ et très fortement pour $STD_Dist = 10$. Ceci prouve que les méthodes AM et Chan sont sensibles à la configuration géométrique des BSs et de la station mobile. Dans le cas de la méthode Chan cette sensibilité augmente avec le niveau du bruit de mesure. Au fait, on a observé qu'au de là d'un certain niveau de ce bruit la racine carrée dans l'équation IV.31 peut devenir imaginaire. Ceci a été signalé par Chan qui a suggéré de la remplacer par zéro. Nous avons constaté qu'en faisant cela on obtient une solution 'tronquée'. Nous pensons qu'il est plus juste de considérer ces cas comme des cas où la méthode ne fournit pas de solution.

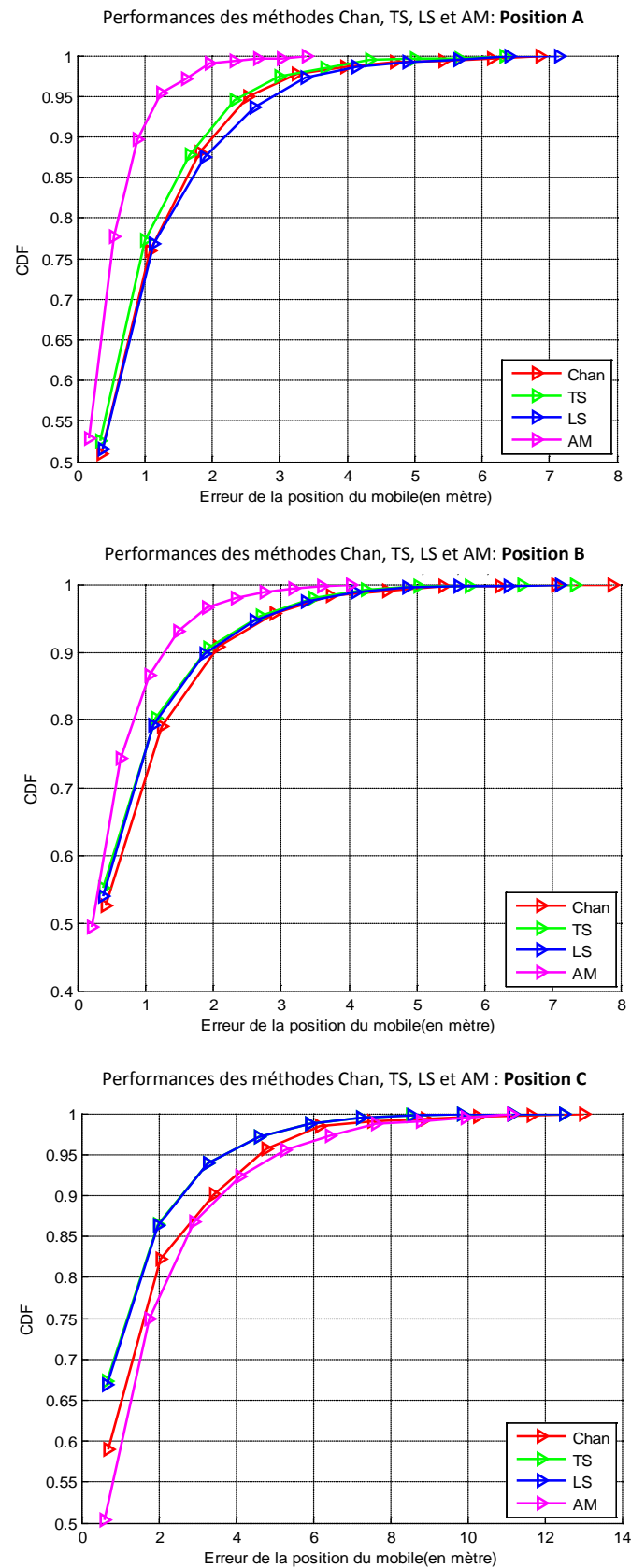


Figure 4.4 : Comparaison entre les quatre algorithmes Chan, TS, LS et AM en fonction de la position du mobile pour 4 BSs et STD_Dist = 1.

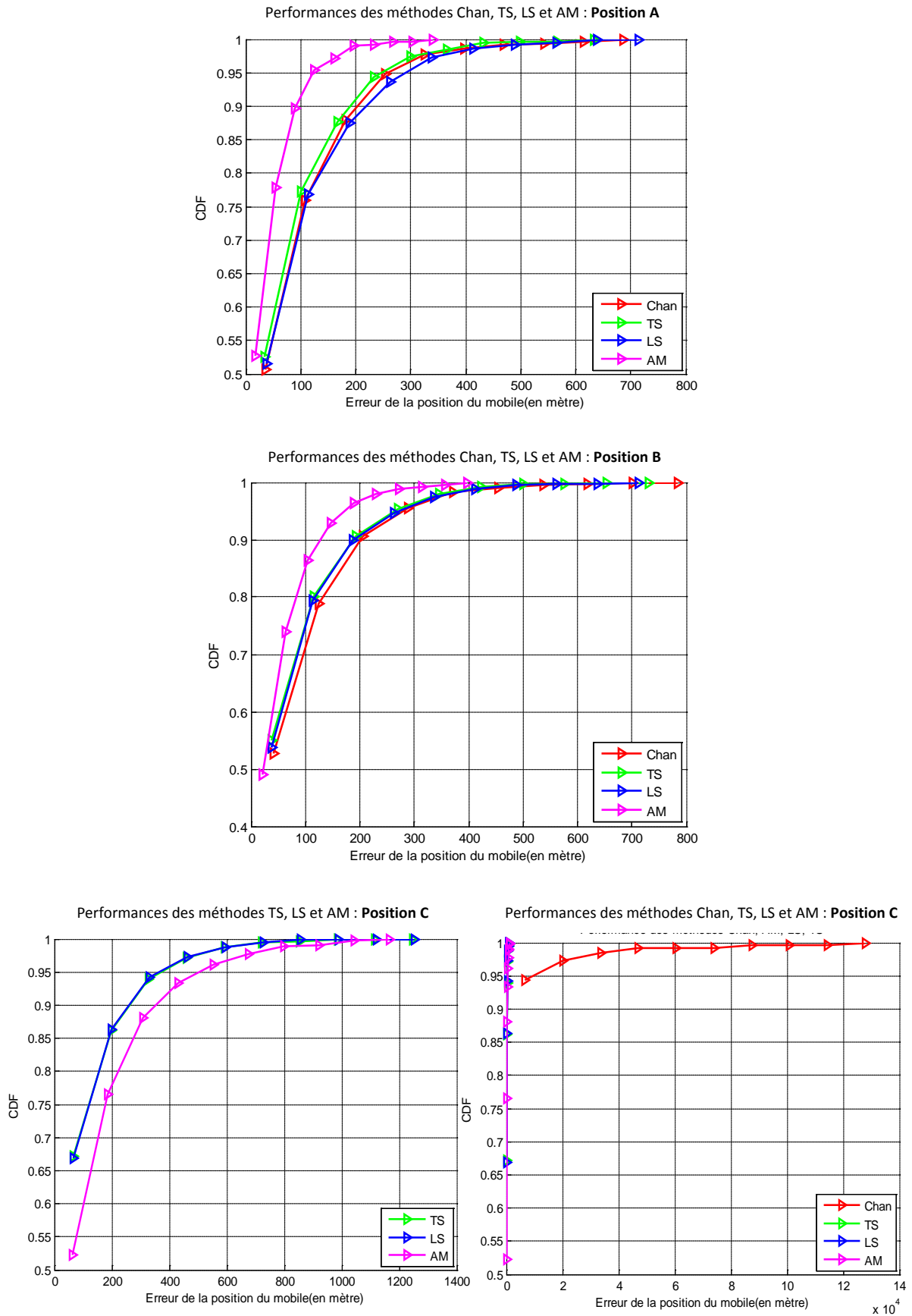


Figure 4.5 : Comparaison entre les quatre algorithmes Chan, TS, LS et AM en fonction de la position du mobile pour 4 BSs et STD_Dist = 10.

		EQM des différentes méthodes			
STD_Dist	Méthodes	Chan	TS	LS	AM
	Position				
1	A	1.0079	0.9131	1.0498	0.4794
	B	1.0566	0.9576	0.9779	0.6303
	C	1.6424	1.2882	1.2893	1.7497
10	A	100.84	91.305	104.99	47.954
	B	105.64	95.751	97.802	63.029
	C	3292.9	128.81	128.96	175.02

Tableau 4.1 : Comparaison entre les EQM (pratique) des différents algorithmes d'hyperlatération dans le cas de 4 BSs.

4.5 CONCLUSION

D'après les résultats de simulations obtenus on conclue que l'estimation de la position du mobile à base des mesures des TDOAs dépend non seulement de l'algorithme de localisation hyperbolique utilisé mais aussi de la géométrie de localisation adoptée et du nombre de stations de base intervenant dans le calcul.

Bien qu'on a essayé de présenter le maximum d'algorithmes de localisation hyperbolique dans ce chapitre, il reste encore d'autres qu'on n'a pas abordés, comme les algorithmes de: Gauss Newton, Steepest Descent, Levenberg Marquardt [46]. On signale aussi que dans la référence [47], la localisation à base des TDOAs a été réalisée en utilisant une nouvelle méthode basée sur les réseaux de Neurones NN (Neural Networks), dans le cas d'un réseau UWB.

Pendant parmi les méthodes que nous avons testées la méthode de Taylor Séries semble être la plus performante et peut être considérée comme une méthode de référence à laquelle toute nouvelle méthode doit être comparée.

Chapitre 5

Poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs

5.1 INTRODUCTION

Dans le cas où le mobile se déplace, l'information sur sa position doit être mise à jour régulièrement. Les performances de localisation peuvent être améliorées en utilisant les techniques de poursuite telles que celles basées sur le filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman permet d'estimer l'état d'un système à partir d'une prédiction de son évolution et de mesures bruitées de cet état. C'est un filtre récursif optimal, qui suppose que le système considéré est linéaire et les bruits Gaussiens. Dans le cas de la localisation, l'état du système est la position du mobile et sa vitesse. Le filtre de Kalman permet de fournir une estimation précise de cet état à partir des TDOAs estimées en utilisant différentes stations de base. Ce chapitre présente une comparaison des performances du filtre de Kalman et ses variantes pour la poursuite d'un mobile à partir des TDOAs mesurées.

5.2 FILTRE DE KALMAN

En 1960, Rudolf Kalman a publié son célèbre article décrivant une nouvelle approche pour le filtrage linéaire des données discrètes et le problème de prédiction. Elle consiste en une estimation linéaire et récursive, minimisant la variance de l'erreur d'estimation. Cette estimation est basée sur l'évolution de l'état d'un système, et utilise la théorie de probabilités ; plus précisément, les propriétés de variables aléatoires conditionnelles de type Gaussien. Ce travail a été l'origine du fameux estimateur de Kalman, appelé Filtre de Kalman (KF).

Après une année de la publication du 1^{er} article sur le filtrage discret, Kalman et Bucy collaborèrent pour publier un 2^{ème} article qui traite le filtrage continu (filtre de Kalman continu) [48].

On considère un signal discret $Y(k)$ généré par un système linéaire Markovien et invariant dans le temps, excité par une éventuelle entrée déterministe $U(k)$ et une éventuelle entrée aléatoire $V(k)$. Un tel processus peut alors être caractérisé par une matrice de transition A , des matrices de commande B et G , une matrice d'observation C . Il est modélisé par une équation d'état et une équation de mesure:

$$\begin{cases} X(k+1) = AX(k) + BU(k) + GV(k) \\ Y(k+1) = CX(k+1) + W(k) \end{cases} \quad (\text{V.01})$$

où les séquences $V(k)$ et $W(k)$ sont supposées centrées, blanches, indépendantes et de matrices de covariance Q et R respectivement :

$$E[V(k)] = 0 \quad ; \quad E[W(k)] = 0 \quad (\text{V.02})$$

$\forall \tau \in \mathbb{R}$:

$$\begin{aligned} E[V(k)V^T(k-\tau)] &= Q\delta(\tau) \\ E[W(k)W^T(k-\tau)] &= R\delta(\tau) \end{aligned} \quad (\text{V.03})$$

$\forall \mu > 0$:

$$\begin{aligned} E[W(k)X^T(k-\mu)] &= 0 \\ E[V(k)X^T(k-\mu)] &= 0 \\ E[W(k)V^T(k-\mu)] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{V.04})$$

Un tel système correspond alors à un processus aléatoire discret dont les deux premiers moments statistiques suivent des équations de récurrence simples :

$$E[X(k+1)] = AE[X(k)] + BU(k) \quad (\text{V.05})$$

Donc :

$$\begin{aligned} P(k+1) &= E\left\{ [X(k+1) - E(X(k+1))] [X(k+1) - E(X(k+1))]^T \right\} \\ &= AP(k)A^T + GQG^T \end{aligned} \quad (\text{V.06})$$

$$E[Y(k+1)] = CE[X(k+1)] \quad (\text{V.07})$$

$$\begin{aligned} C_{YY}(k+1) &= E\left\{ [Y(k+1) - E(Y(k+1))] [Y(k+1) - E(Y(k+1))]^T \right\} \\ &= CP(k)C^T + R \end{aligned} \quad (\text{V.08})$$

L'objectif du filtre de Kalman est d'estimer l'état $\hat{X}(n)$ à l'instant n , sur la base de la connaissance de toutes les valeurs du signal observé jusqu'à l'instant k . Une telle estimation réalise un filtrage du système si $n = k$, une prédiction si $n > k$, et un lissage si $n < k$. On s'intéressera qu'au $n = k$ et $n = k + 1$.

Comme le système est Markovien, la connaissance de toutes les valeurs du signal jusqu'à l'instant k se ramène à une estimation $\hat{X}(k/k)$ de son état à l'instant k , établie à l'aide de toutes les valeurs du signal Y mesurées jusqu'à l'instant k . L'estimation de

$X(k+1)$ qui minimise la variance de l'erreur de prédiction s'écrit :

$$\begin{aligned}\hat{X}(k+1/k) &= E[X(k+1)/\hat{X}(k/k)] = A\hat{X}(k/k) + BU(k) + GE[V(k)/\hat{X}(k/k)] \\ &= A\hat{X}(k/k) + BU(k)\end{aligned}\quad (\text{V.09})$$

L'erreur de prédiction s'écrit :

$$\tilde{X}(k+1/k) = X(k+1) - \hat{X}(k+1/k) = A\tilde{X}(k/k) + GV(k) \quad (\text{V.10})$$

et la matrice de covariance correspondante est donnée par :

$$P(k+1/k) = E[\tilde{X}(k+1/k)\tilde{X}^T(k+1/k)] = AP(k/k)A^T + GQG^T \quad (\text{V.11})$$

Cette prédiction peut ensuite être corrigée linéairement, en tenant compte de la nouvelle mesure $Y(k+1)$, pour obtenir une estimée de l'état à l'instant $k+1$.

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1)[Y(k+1) - C\hat{X}(k+1/k)] \quad (\text{V.12})$$

L'erreur d'estimation est donnée par :

$$\tilde{X}(k+1/k+1) = X(k+1) - \hat{X}(k+1/k+1) \quad (\text{V.13})$$

Elle admet comme matrice de covariance :

$$\begin{aligned}P(k+1/k+1) &= E[\tilde{X}(k+1/k+1)\tilde{X}^T(k+1/k+1)] \\ &= [I - K(k+1)C]P(k+1/k)[I - K(k+1)C]^T + K(k+1)RK^T(k+1)\end{aligned}\quad (\text{V.14})$$

$K(k+1)$ représente le gain de KALMAN. Il est calculé de telle façon que la moyenne de l'erreur quadratique d'estimation soit minimale. On montre que ceci équivaut à ce que l'erreur d'estimation soit statistiquement orthogonale à l'innovation $Y(k+1) - C\hat{X}(k+1/k)$:

$$\begin{aligned}E[\tilde{X}(k+1/k+1) [Y(k+1) - C\hat{X}(k+1/k)]^T] &= 0 \\ \Leftrightarrow K(k+1) &= P(k+1/k)C^T [CP(k+1/k)C^T + R]^{-1}\end{aligned}\quad (\text{V.15})$$

Cette orthogonalité statistique permet donc de minimiser la variance de l'erreur d'estimation, lorsque les variables aléatoire $V(k)$ et $W(k)$ sont Gaussiennes. On obtient dans ce cas :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)CP(k+1/k) \quad (\text{V.16})$$

Les différentes équations présentées conduisent à la remarque suivante :

La structure du filtre de Kalman permet d'utiliser alternativement les deux niveaux de connaissances du phénomène physique observé : d'une part un modèle (dans notre cas, équations de la cinétique classique modélisant le mouvement du mobile), qui permet de

prédire des valeurs futures et d'autre part des observations, qui permettent de confronter ces prédictions à la réalité. Si la phase de prédiction conduit à une augmentation de la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, car la prédiction de l'avenir à partir d'un présent et d'un modèle imparfait ne peut qu'augmenter l'incertitude, la phase de correction conduit par contre à une réduction de la matrice de covariance, car l'information apportée réduit l'incertitude [3].

Les différentes étapes pour l'implémentation du filtre de Kalman sont :

1. Initialisation

$$\hat{X}(0/0) = E[X(0)] \quad (\text{V.17})$$

$$\hat{P}(0/0) = E\left[\{X(0) - E[X(0)]\}\{X(0) - E[X(0)]\}^T\right] \quad (\text{V.18})$$

2. Etape de Prédiction :

$$\hat{X}(k+1/k) = A\hat{X}(k/k) \quad (\text{V.19})$$

$$P(k+1/k) = AP(k/k)A^T + GQG^T \quad (\text{V.20})$$

$$z(k+1/k) = C\hat{X}(k/k) \quad (\text{V.21})$$

3. Etape d'Estimation

Acquérir la mesure $Y(k+1)$

$$e(k+1) = Y(k+1) - z(k+1/k) \quad (\text{V.22})$$

$$s(k+1) = CP(k+1/k)C^T + R \quad (\text{V.23})$$

$$K(k+1) = P(k+1/k)C^T[s(k+1)]^{-1} \quad (\text{V.24})$$

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k+1)[e(k+1)] \quad (\text{V.25})$$

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)CP(k+1/k) \quad (\text{V.26})$$

5.2.1 Application du filtre de Kalman Linéaire pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs

a- Equation d'état

En supposant que l'entrée déterministe est nulle, l'équation d'état a comme expression :

$$X(k+1) = AX(k) + GV(k) \quad (\text{V.27})$$

Si on considère que le mobile dont les coordonnées sont $((x(kt_e), y(kt_e)))$ se déplace avec une vitesse v , le vecteur d'état du mobile, $X(k)$, peut être formé de deux façons :

- 1- Si le mobile se déplace à une vitesse quasiment fixe, le vecteur d'état sera constitué des positions et vitesses, selon les axes x et y :

$$X(k) = [x(kt_e) \quad y(kt_e) \quad v_x(kt_e) \quad v_y(kt_e)]^T.$$

Le filtre de Kalman correspondant est dit 'd'ordre deux', et admet comme matrice de transition:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & t_e & 0 \\ 0 & 1 & 0 & t_e \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.28})$$

- 2- Si le mobile se déplace à une vitesse variable, ce qui est plus réaliste, le vecteur d'état contient deux composantes supplémentaires ; à savoir les accélérations selon les axes x et y : $X(k) = [x(kt_e) \quad y(kt_e) \quad v_x(kt_e) \quad v_y(kt_e) \quad \gamma_x(kt_e) \quad \gamma_y(kt_e)]^T$. Il correspond au filtre de Kalman d'ordre trois, dans lequel l'accélération est supposée quasiment constante, ce qui donne la matrice de transition suivante :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & t_e & 0 & \frac{1}{2}t_e^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & t_e & 0 & \frac{1}{2}t_e^2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & t_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & t_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.29})$$

Dans ces équations t_e représente la période d'échantillonnage, appelée aussi période de mise à jour.

Le terme $GV(k)$ dans l'équation d'état s'appelle bruit de processus et est introduit pour tenir compte des fluctuations aléatoires de la vitesse dans le cas du FK du second ordre et de celles de l'accélération dans le cas du FK du troisième ordre. Si au lieu de supposer que l'accélération est parfaitement constante dans le cas du second ordre, on la modélise par une séquence blanche centrée et si l'on suppose qu'elle est constante durant chaque période de mise à jour t_e , alors on a :

$$G = \begin{bmatrix} \frac{t_e^2}{2} & 0 & t_e & 0 \\ 0 & \frac{t_e^2}{2} & 0 & t_e \end{bmatrix}^T \quad (\text{V.30})$$

Dans le cas du troisième ordre, un modèle souvent adopté pour le bruit de processus consiste à supposer que $V(k)$ est séquence blanche centrée qui représente l'incrément de l'accélération durant la k ème période de mise à jour. Dans ce cas on a :

$$G = \begin{bmatrix} \frac{t_e^2}{2} & 0 & t_e & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{t_e^2}{2} & 0 & t_e & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{V.31})$$

Le bruit de processus aura comme matrice de covariance :

$$C_p = GQG^T, \quad (\text{V.32})$$

où Q est une matrice diagonale de dimension (2x2), dont les éléments diagonaux représentent les variances des accélérations, selon les axes x et y, dans le cas du FK du second ordre et des incréments de ces accélérations dans le cas du FK du troisième ordre.

b- Equation de mesure

L'équation de mesure s'écrit :

$$Y(k+1) = CX(k+1) + W(k) \quad (\text{V.33})$$

Deux cas peuvent être considérés pour l'expression de la matrice de mesure C. Dans le premier cas l'observation est constituée des coordonnées du mobile issues de la mesure des TDOAs par les méthodes décrites dans le chapitre 3 et de la résolution des équations de trilatération, en utilisant les méthodes vues dans le chapitre 4. La matrice de mesure est donnée par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.34})$$

Dans le cas du FK du second ordre.

et par :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.35})$$

dans le cas du filtre de Kalman du troisième ordre.

Dans le deuxième cas l'observation est constituée directement des TDOAs mesurées. Donc, la structure de la matrice d'observation C change. Nous allons montrer dans ce qui suit comment obtenir l'expression de cette matrice. La distance entre la i ème BS et la BS de référence peut être définie comme :

$$r_{i1} = r_i - r_1 = ct_{i1} \quad i = 2, \dots, N \quad (\text{V.36})$$

avec :

c : la vitesse de lumière.

N : le nombre total de BSs intervenant dans le calcul de la position du mobile.

r_i : la distance entre la i ème BS et le mobile définie par :

$$r_i^2 = \|s_i - s\|^2 = \|s_i\|^2 - 2s_i^T s + \|s\|^2 \quad (\text{V.37})$$

où $s_i = [x_i \ y_i]^T$ et $s = [x \ y]^T$ sont les vecteurs correspondant, respectivement, aux positions connues des BSs et à la position inconnue de la station mobile.

On a :

$$r_i^2 = r_{i1}^2 + 2r_1 r_{i1} + r_1^2 \quad (\text{V.38})$$

En utilisant les équations (V.37) et (V.38), on peut obtenir le système d'équations linéaire suivant :

$$Ds = u - r_1 \rho \quad (\text{V.39})$$

avec :

$$D = \begin{bmatrix} (x_2 - x_1) & (y_2 - y_1) \\ \dots & \dots \\ (x_N - x_1) & (y_N - y_1) \end{bmatrix} \quad u = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \|s_2\|^2 - \|s_1\|^2 - r_{21}^2 \\ \dots \\ \|s_N\|^2 - \|s_1\|^2 - r_{N1}^2 \end{bmatrix} \quad \rho = \begin{bmatrix} r_{21} \\ \dots \\ r_{N1} \end{bmatrix}$$

L'équation linéaire résultante dépend de r_1 .

A partir de l'équation linéaire (V.39) on peut définir l'équation de mesure qui relie le vecteur d'état au vecteur d'observation.

$$z(k) = CX(k) + v(k) \quad (\text{V.40})$$

où :

$$C = [D, O] \quad (\text{V.41})$$

avec O la matrice carrée nulle de dimension (ns, ns) , $ns=2$ ou 3 , selon l'ordre du filtre de Kalman utilisé.

Le bruit $v(k)$ dans l'équation (V.40) dépend du bruit de mesure dans les TDOA. En effet, on peut écrire :

$$r_{i1}(k) = \bar{r}_{i1}(k) + cn_{i1}(k) \quad i = 2, \dots, N \quad (\text{V.42})$$

où $\bar{r}_{i1}(k) = ct_{i1}$ est la TDOA non bruitée entre la i ème BS et la BS de référence.

En remplaçant cette expression dans l'équation (V.39) et en considérant qu'en pratique $cn_{i1} \ll \bar{r}_i$ (car on a de (V.05): $\bar{r}_i(k) = \bar{r}_{i1}(k) + \bar{r}_1(k)$), le bruit de mesure s'écrit alors comme suit :

$$v(k) = cB(k)n(k) \quad (\text{V.43})$$

$$B(k) = \text{diag}\{\bar{r}_2(k), \bar{r}_3(k), \dots, \bar{r}_N(k)\}$$

$$n(k) = [n_{21}(k), n_{31}(k), \dots, n_{N1}(k)]^T$$

avec une matrice de covariance :

$$C_v(k) = c^2 B(k) R(k) B(k) \quad (\text{V.44})$$

$R(k)$ est la matrice de covariance du bruit de mesure des TDOAs, définie à partir de la variance du bruit d'estimation du temps d'arrivée de chaque BS.

$$R(k) = H \sigma_{TOA}^2 H^T \quad (\text{V.45})$$

H est une matrice $(N-1) \times N$ qui définit la différence des temps dans la méthode TDOA :

$$H = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.46})$$

En supposant que les mesures obtenues sont non corrélées, σ_{TOA}^2 est une matrice diagonale de dimension égale au nombre de mesures TOAs disponibles N [45].

Les équations régissant le filtre de Kalman sont les mêmes que celles données précédemment. L'innovation utilisée dans l'équation de mise à jour est :

$$e(k) = u(k) - \hat{r}_1(k)\rho(k) - C\hat{X}(k/k-1) \quad (\text{V.47})$$

La matrice de covariance du bruit de mesure $C_v(k)$ définie en (V.44), est obtenue en remplaçant dans $B(k)$ les $\bar{r}_i(k)$ par les distances entre les BS et le mobile, estimées à partir du vecteur position du mobile prédit ($\hat{s}(k/k-1)$):

$$\hat{r}_i(k) = \|s_i - \hat{s}(k/k-1)\| \quad (\text{V.48})$$

5.2.2 Application du Filtre de Kalman Étendu pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs

Le filtre de Kalman étendu (**Extended Kalman Filter, EKF**) est une extension du filtre de Kalman au cas non linéaire. Le principe est d'approximer les fonctions non linéaires par linéarisation afin de pouvoir appliquer les équations du filtre de Kalman classique. Le filtre de Kalman étendu s'applique lorsque l'équation d'état ou de mesure est non linéaire. Dans le cas qui nous intéresse, si on considère les TDOAs comme étant les mesures, l'équation de mesure est non linéaire. Elle peut s'écrire :

$$Z(k) = f(X(k)) + v(k) \quad (\text{V.49})$$

Le filtre EKF du premier ordre est obtenu en développant cette équation en série de Taylor au premier ordre. On montre que le filtre obtenu est le filtre de Kalman linéaire dans lequel la matrice de mesure est remplacée par [49] :

$$C(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k/k-1)} \quad (\text{V.50})$$

Il est prouvé dans [49] que $C(k)$ vaut :

$$C(k) = HF(k)/c \quad (\text{V.51})$$

où

$$F(k) = \begin{bmatrix} (\hat{s}(k/k-1) - s_1)/\hat{r}_1 \\ \vdots \\ (\hat{s}(k/k-1) - s_N)/\hat{r}_N \end{bmatrix} \quad (\text{V.52})$$

La matrice de covariance du bruit de mesure des TDOAs $v(k)$ est la matrice $R(k)$ définie dans l'équation (V.45).

5.2.3 Application du Filtre de Kalman Unscented pour la poursuite d'un mobile à base des mesures des TDOAs

Le filtre de Kalman Unscented (**Unscented Kalman Filter, UKF**) peut être considéré comme une version de l'EKF où les erreurs de linéarisation sont minimisées. Ce filtre permet de s'affranchir de la linéarisation du modèle de prédiction et de mesure. Il est basé sur la transformation 'Unscented', qui permet de propager la moyenne ainsi que la covariance par la fonction non linéaire. Pour ce faire, un jeu de points, appelés «sigma points» (SPs), paramétrisant la moyenne et la covariance est créé. Le nombre de points créés dépend de la taille du vecteur d'état. Ce jeu de points est ensuite propagé par la fonction non linéaire. La moyenne et la covariance sont alors calculées à partir de ces points par moyennage pondéré. Le modèle de mesure permet ensuite de calculer une mesure prédite par SP, afin de calculer la matrice de gain, la moyenne et la covariance à posteriori. Avec cette méthode, la moyenne et la covariance sont approximées au deuxième ordre en minimisant le troisième ordre de l'expansion en séries de Taylor [50].

Afin de représenter au mieux la distribution des erreurs, il convient de choisir adéquatement les «sigma points» (SPs) χ_i ainsi que les poids W_i qui leur sont associés. Pour ce faire, Julier et Uhlmann (2002) proposent la transformation «unscented» (Unscented Transformation, UT) qui génère un jeu de $n_x + 2$ SPs (où n_x désigne la taille du vecteur d'état).

Avant de décrire l'UKF nous présenter tout d'abord la transformée unscented .

La transformation unscented

La transformation unscented (UT) est une méthode qui permet de calculer les statistiques d'une variable aléatoire qui a subi une transformation non linéaire en se basant sur le principe qui dit : Il est plus facile d'approximer une distribution de probabilité que d'approximer une fonction non linéaire arbitraire.

Soit x une variable aléatoire de dimension n_x ayant une moyenne \bar{x} et une covariance P_x et soit la fonction non linéaire $y = h(x)$. Pour calculer les statistiques de y ,

un ensemble de points sigma est défini consistant en $2n_x + 1$ vecteurs χ_i avec les poids associés sont W_i :

$$\chi_0 = \bar{x} \quad (\text{V.53})$$

$$\chi_i = \bar{x} + \left(\sqrt{(n_x + \lambda) P_x} \right)_i \quad i = 1, \dots, n_x \quad (\text{V.54})$$

$$\chi_i = \bar{x} - \left(\sqrt{(n_x + \lambda) P_x} \right)_{i-n_x} \quad i = n_x + 1, \dots, 2n_x \quad (\text{V.55})$$

$$W_0^{(m)} = \lambda / (n_x + \lambda) \quad (\text{V.56})$$

$$W_0^{(c)} = \lambda / (n_x + \lambda) + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad (\text{V.57})$$

$$W_i^{(m)} = W_i^{(c)} = 1 / \{2(n_x + \lambda)\} \quad i = 1, \dots, 2n_x \quad (\text{V.58})$$

$$\sum_{i=0}^{2n_x} W_i = 1 \quad (\text{V.59})$$

où $(\sqrt{A})_i$ désigne la i ème ligne ou colonne de la racine au carré de la matrice A , $W_i^{(m)}$ et $W_i^{(c)}$ sont les poids associés au i ème vecteur sigma pour le calcul de la moyenne et de la covariance, respectivement. Le paramètre β dépend de la distribution des erreurs. Une valeur de $\beta = 2$ correspond à une distribution gaussienne. $\lambda = \alpha^2 n_x - n_x$ est un scalaire, avec α ($10^{-4} \leq \alpha \leq 1$) un paramètre d'échelle qui détermine la répartition des SPs autour de \bar{x} . Les vecteurs sigmas sont propagés par le modèle de prédiction non linéaire :

$$\psi_i = h(\chi_i) \quad i = 0, \dots, 2n_x \quad (\text{V.60})$$

La moyenne et la covariance de y sont alors approximées par:

$$\bar{y} \approx \sum_{i=0}^{2n_x} W_i^{(m)} \psi_i \quad (\text{V.61})$$

$$P_y \approx \sum_{i=0}^{2n_x} W_i^{(c)} [\psi_i - \bar{y}] [\psi_i - \bar{y}]^T \quad (\text{V.62})$$

La poursuite par l'UKF

L'UKF est un algorithme de poursuite basé sur l'UT et utilisé dans le cas non linéaire. Comme stipulé auparavant, le non linéarité dans le problème de l'estimation de la position d'un mobile à partir des TDOAs comme mesures se situe au niveau de l'équation de mesure. En effet on peut écrire :

$$y(i) = \frac{1}{c} \sqrt{(p_i(1) - p(1))^2 + (p_i(2) - p(2))^2} - \sqrt{(p_1(1) - p(1))^2 + (p_1(2) - p(2))^2} + w(i) \quad (\text{V.63})$$

où $y(i)$ est la TDOA mesurée entre la i ème BS et la BS de référence, p_i sont les coordonnées cartésiennes en deux dimensions de la i ème BS, $w(i)$ est le bruit de mesure correspondant et c est la vitesse de propagation. L'équation précédente montre que l'équation de mesure est non linéaire en fonction du vecteur d'état. Elle peut être mise sous la forme :

$$y_k = g(X_k, w_k) \quad (\text{V.64})$$

Où y_k est le vecteur composé des mesures TDOAs, et w_k est le bruit de mesure avec une matrice de covariance R .

Les étapes pour l'implémentation du filtre UKF sont :

1- Initialisation

L'initialisation se fait de la même manière que dans le cas du FK linéaire (voir équations V.05-V.06).

2- Prédiction

Puisque l'équation d'état est linéaire les mêmes équations que celles du filtre de Kalman linéaire s'appliquent ici. On obtient à cette étape le vecteur d'état prédit $\hat{X}(k+1/k)$ et la matrice de covariance associée $P(k+1/k)$.

3- Mise à jour

Les SPs sont calculés à chaque itération de l'algorithme en utilisant les équations (V.40)-(V.41) avec $\bar{X} = \hat{X}(k/k-1)$ et $P_x = P(k/k-1)$. On obtient alors une matrice $\chi_{k/k-1}$, formée de ces $2n_x + 1$ SPs, désignés par : $\chi_{i,k|k-1}$, $i = 0, \dots, 2n_x$.

Les vecteurs d'observation sigma sont obtenus en appliquant l'équation de mesure non linéaire aux vecteurs sigma :

$$\Psi_{k/k-1} = g\left(\chi_{k|k-1}\right) \quad (\text{V.65})$$

En se servant des vecteurs colonnes de la matrice $\psi_{k/k-1}$ et les poids définis dans les équations V.56-V.57-V.58, on obtient, respectivement, la mesure prédite et sa matrice de covariance [51].

$$\bar{Y}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2n_x} W_i^{(m)} \psi_{i,k|k-1} \quad (\text{V.66})$$

$$P_{Y_k} = \sum_{i=0}^{2n_x} W_i^{(c)} \left[\psi_{i,k|k-1} - \bar{Y}_{k|k-1} \right] \left[\psi_{i,k|k-1} - \bar{Y}_{k|k-1} \right]^T \quad (\text{V.67})$$

La matrice du gain de Kalman peut alors être évaluée par :

$$K_k = P_{X_k Y_k} P_{Y_k}^{-1}, \quad (\text{V.68})$$

où la matrice d'intercovariance entre le vecteur d'état prédit et l'observation est définie comme suit :

$$P_{X_k Y_k} = \sum_{i=0}^{2n_x} W_i^{(c)} \left[\chi_{i,k|k-1} - \bar{X}_{k|k-1} \right] \left[\psi_{i,k|k-1} - \bar{Y}_{k|k-1} \right]^T \quad (\text{V.69})$$

Finalement, le vecteur d'état et sa matrice de covariance sont mis à jour comme suit :

$$\hat{X}(k/k) = \hat{X}(k/k-1) + K_k \left(Y_k - \bar{Y}_{k/k-1} \right) \quad (\text{V.70})$$

$$P(k/k) = P(k/k-1) + K_k P_{Y_k} K_k^T \quad (\text{V.71})$$

5.3 RESULTATS

Afin d'évaluer le filtre de Kalman et ces variantes pour la poursuite d'un mobile à base des mesures TDOAs, on a considéré un scénario représentant un environnement macro cellulaire. On a supposé que le mobile est en liaison avec trois stations de base, situées respectivement, à (-471, -1296), (-1400m, 3000m) et (1600m, 4400m), qu'il est initialement localisé à (1000m, 4000m), et qu'il se déplace avec une vitesse constante égale à 10 m/s, pour atteindre la position finale (-1500m, 1000m). Le temps de mise à jour a été pris égal à 10s et les TOAs mesurés sont les vrais TOAs auxquels on a ajouté un bruit blanc Gaussien centré dont l'écart type correspond à une erreur de 20 m en distance. La période de mise à jour a été prise égale à 10 seconde.

Comme la trajectoire choisie est rectiligne, les filtres testés sont tous basés sur un modèle de dynamique du second ordre. Pour le bruit de processus, l'écart type du processus modélisant l'accélération a été pris égale à 0.316 m/s^2 . Cinq algorithmes ont été testés:

- La méthode de trilatération 'Chan'.
- La méthode de trilatération 'Chan' suivie du filtre de Kalman d'ordre 2 'Chan-SKF'.
- Le filtre de Kalman d'ordre 2 'SKF' appliqué directement sur les mesures TDOAs.
- Le filtre de Kalman étendu 'EKF' appliqué directement sur les mesures TDOAs.
- Le filtre de Kalman Unscented 'UKF' appliqué directement sur les mesures TDOAs.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés aux *figures 5.1* à *5.3*. Dans la première *figure* on présente la trajectoire réelle avec les trajectoires estimées par les cinq algorithmes, pour une réalisation de Monte Carlo particulière. On remarque que les trajectoires estimées par le filtre de Kalman et ses variantes convergent vers la trajectoire réelle et que la trajectoire estimée par la méthode de trilatération de Chan est la plus bruitée. L'utilisation du filtre de Kalman permet de lisser cette trajectoire et améliore ainsi la précision de la poursuite.

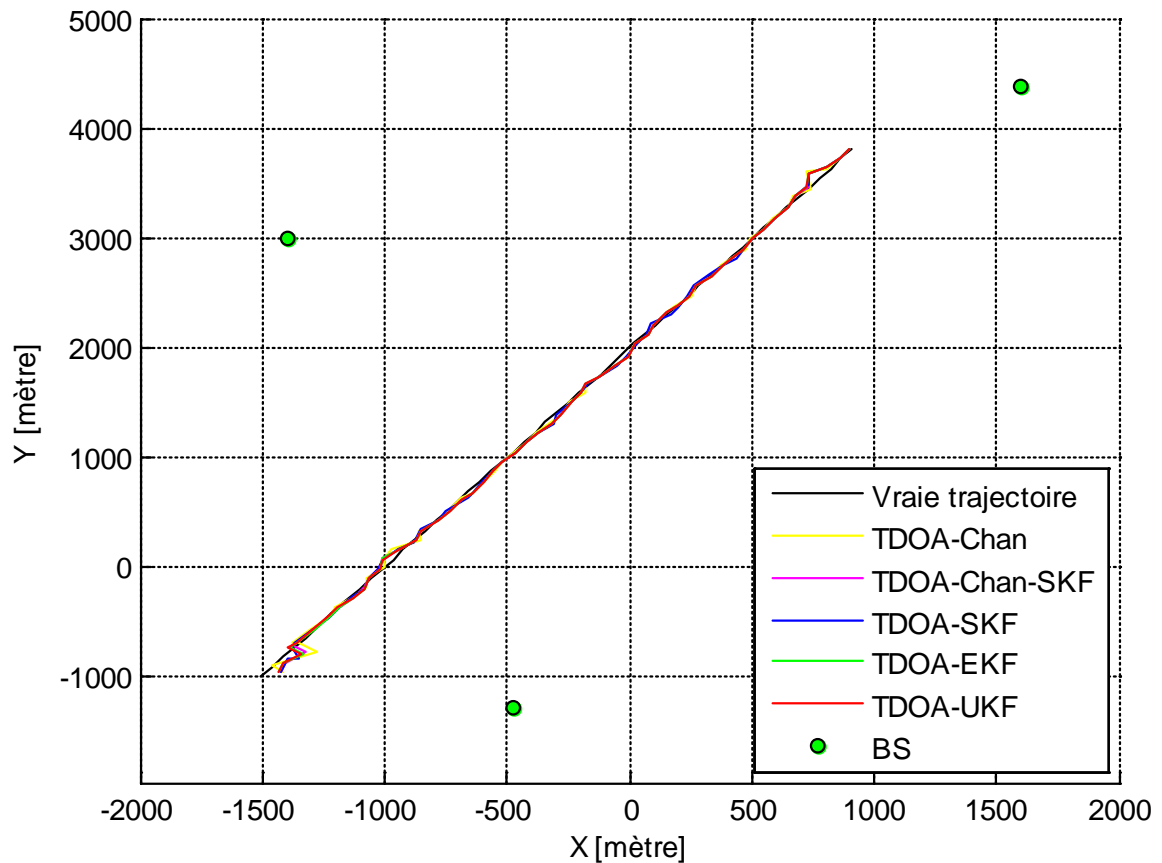


Figure 5.1 : Géométrie utilisée en poursuite, trajectoire réelle du mobile, et celles estimées par les différents algorithmes testés en utilisant les mesures TDOAs.

Pour une comparaison plus précise entre les performances des différents algorithmes testés, on a effectué 1000 réalisations de Monte Carlo et on a calculé la Fonction de Répartition (FR) des erreurs d'estimation de la position du mobile. Cette fonction est tracée à la **figure 5.2**, pour les différents algorithmes testés. On remarque que dans 80% des cas l'erreur de localisation est inférieure à 28m pour l'EKF et l'UKF, à 28.5m pour Chan-SKF, à 33m pour le SKF, et à 35.5m pour la méthode de Chan. On remarque aussi qu'avec cette méthode les erreurs de localisation peuvent être importantes et atteindre 300 m alors qu'avec les filtres de Kalman elles ne dépassent jamais 200 m.

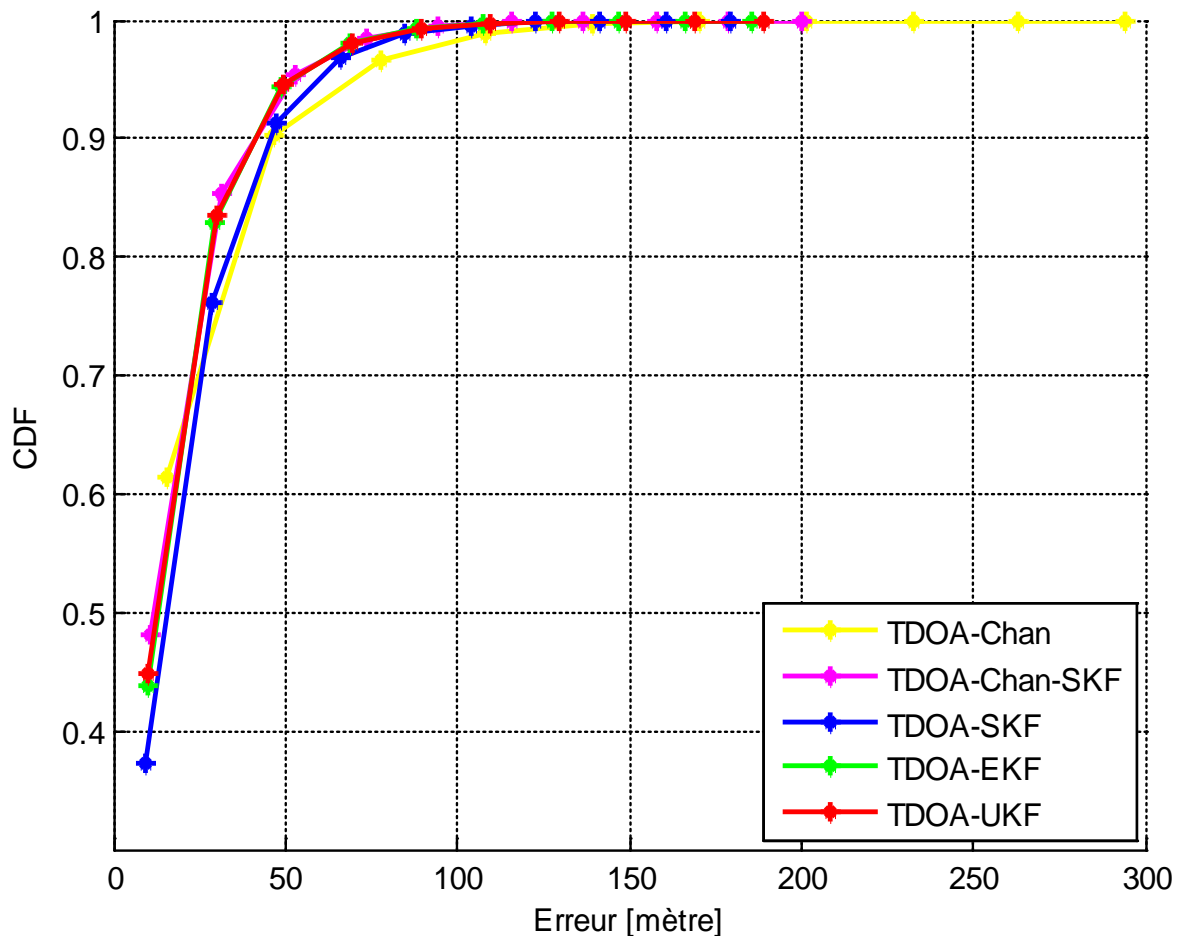


Figure 5.2 : FR des erreurs de localisation, pour les différents algorithmes testés.

On a également comparé les méthodes étudiées en termes de l'Erreur Quadratique Moyenne EQM pratique (en anglais MSE : Mean Square Error) par rapport à la BCR statique. La BCR est une borne inférieure théorique qui concerne ici les méthodes de trilatération et qu'on a calculée en utilisant l'équation (IV.75). La *figure 5.3* présente les résultats obtenus. On remarque que la courbe de l'EQM pratique de la méthode de Chan est en très bon accord avec la courbe de la BCR, ce qui prouve que cette méthode est efficace. On remarque aussi que cette EQM pratique est supérieure aux EQM pratiques de tous les filtres de Kalman, sauf le filtre TDOA-SKF au début de la trajectoire.

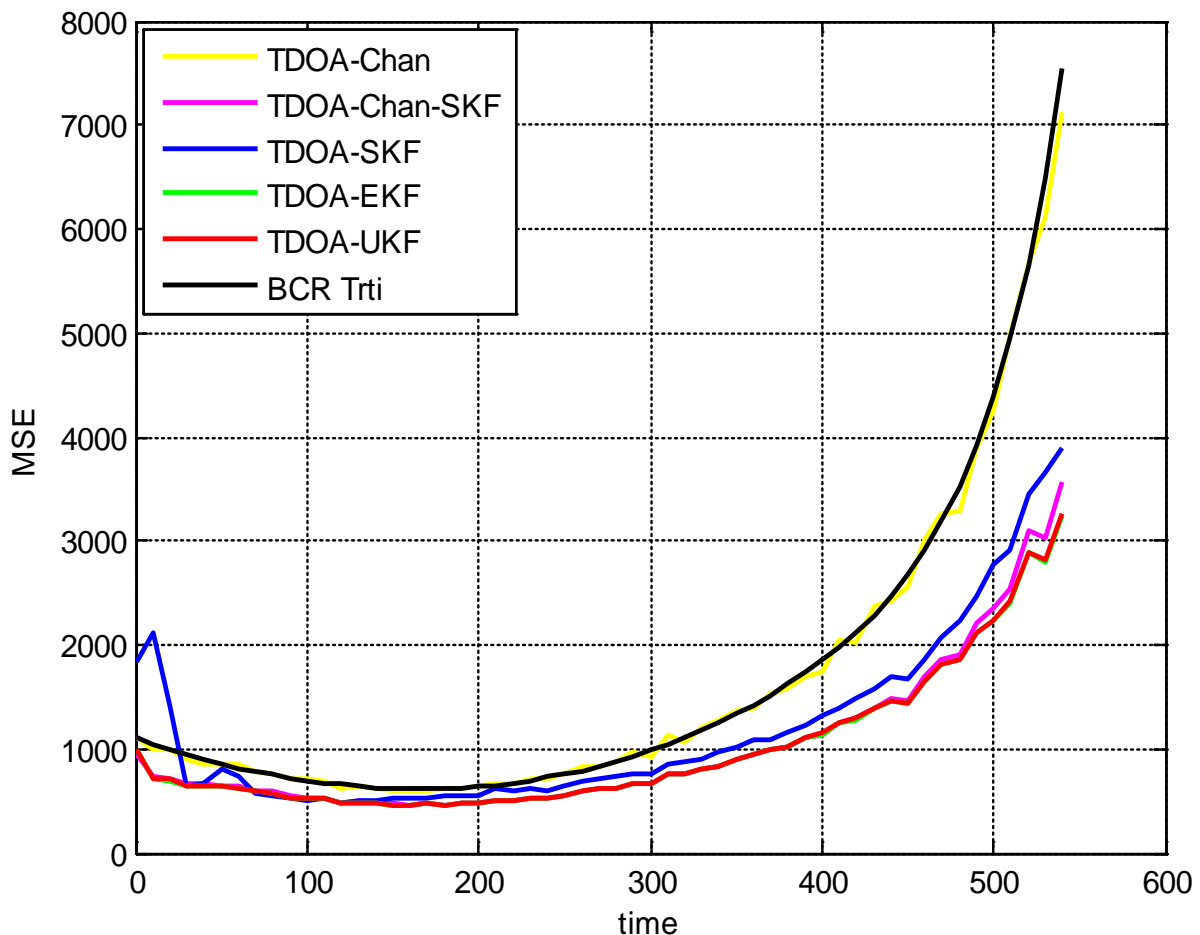


Figure 5.3: Erreur quadratique moyenne obtenue sur 1000 simulations de Monte Carlo pour les différents algorithmes testés.

L'analyse des résultats présentés montre que l'utilisation du filtrage de Kalman, soit directement en utilisant les TDOAs comme mesures soit après trilatération, permet d'améliorer la précision de localisation par rapport à l'utilisation d'une trilatération seule. Une comparaison entre les performances des différents filtres de Kalman montre que le filtre de Kalman TDOA_SKF est le moins performant en termes de précision de localisation. Il se caractérise en particulier par de larges erreurs à l'initialisation, ceci est dû au fait que la distance réelle du mobile à la station serveuse, R_1 , est remplacée dans ce filtre par la distance prédite. Le filtre TDOA-Chan-SKF donne de bons résultats en termes de précision de localisation pour un bruit de mesure modéré, cependant il est plus complexe à mettre en œuvre, car il requiert une trilatération préalable au filtrage de Kalman, qui en plus peut dégrader les performances globales dans le cas d'un bruit de mesure relatif (erreur TOA/ TOA) fort ou d'une configuration défavorable (voir la fin de la trajectoire à la *figure 5.3*).

Les meilleures performances ont été obtenues avec les filtres EKF et UKF. L'avantage de l'UKF sur l'EKF n'apparaît pas ici, les deux filtres ayant des performances très similaires. Ceci est probablement dû au fait que les non linéarités dans le scénario considéré ne sont pas très fortes.

5.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a étudié et comparé un certain nombre d'algorithmes pour l'estimation de la trajectoire d'un mobile à partir des mesures TDOAs. On a, en particulier, montré que l'utilisation du filtre de Kalman permet d'améliorer la précision de localisation des méthodes de trilatération. A l'aide de simulations on a montré que parmi les algorithmes testés auparavant, les filtres EKF et UKF utilisant les TDOAs directement comme mesures possèdent les meilleures performances.

Conclusion

Dans ce mémoire on a traité le sujet de la localisation et poursuite outdoor d'un mobile dans un réseau UMTS, à partir des mesures des TDOAs. Dans une première phase on a étudié et comparé, en utilisant un simulateur UMTS FDD, un certain nombre d'estimateurs des TDOAs, tels que : l'estimateur Rake, l'estimateur Wiener Modifié, l'estimateur Wiener Modifié combiné avec une Projection Sous-espace. Le meilleur parmi ceux qu'on a étudié semble être l'estimateur WMSP-CFAR.

On a ensuite passé en revue un bon nombre de techniques d'hyperlatération proposées dans la littérature pour la détermination de la position du mobile à l'aide des TDOAs. Parmi ces méthodes on a choisi celles qui d'après la littérature semblent être le plus performantes et on a procédé à l'évaluation et la comparaison de leurs performances. D'après les résultats de simulations obtenus on peut conclure que la précision de l'estimation de la position d'un mobile à l'aide des mesures des TDOAs dépend non seulement de l'algorithme de localisation hyperbolique utilisé mais aussi du nombre et de la configuration géométrique des stations de base intervenant dans le calcul. La méthode d'hyperlatération 'Taylor Séries' a donné les meilleures performances pour la configuration Macro cellulaire choisie. Enfin on a abordé le problème de la poursuite d'un mobile à l'aide des mesures TDOAs, en utilisant le filtre de Kalman et plusieurs de ses variantes. Les résultats de simulations obtenus montrent que le filtrage permet d'améliorer la précision de positionnement, comparativement aux méthodes d'hyperlatération. Les meilleures performances ont été obtenues avec les filtres EKF et UKF. Il est connu que l'UKF peut dans certains cas avoir des performances meilleures que celles de l'EKF. Avec la trajectoire qu'on a choisie, les performances des deux filtres sont très similaires. Pour les travaux futurs, il serait souhaitable de voir si on peut trouver des trajectoires pour lesquelles L'UKF donnerait de meilleurs résultats. Comme autre perspective on pense que les performances de la méthode d'hyperlatération AM, dans le cas d'un nombre de BSs supérieur à trois, peuvent être améliorées par un moyennage pondéré des estimées partielles, selon leurs précisions.

RÉFÉRENCES

- [1] A. BENSKY, **‘wireless positioning technologies and applications’**. ARTECH Ed, Norwood, MA, USA, 2007.
- [2] W. GILLES, **‘Radiolocalisation en milieu confiné non stationnaire’**. Mémoire présenté pour l’obtention du grade de Maître des sciences, université de Laval, Mai 2005.
- [3] M. SADOK, **‘Poursuite d’un Mobile dans un Réseau UMTS-FDD’**. Mémoire de Magister, Université de l’USTO-MB, 2009.
- [4] M. BORENOVIC et A. NESKOVIC, **‘Positioning in Indoor Mobile Systems’**. Université de Belgrade, Serbia, publié par INTECH, Avril 2010.
- [5] A. KÜPPER, **‘Location-based Services’**. JOHN WILEY & SONS LTD Ed, England, 2005.
- [6] http://www.oagq.qc.ca/index.php?option=com_content&view=article&id=42&Itemid=51
- [7] H. BENOUDNINE, **‘Poursuite Adaptative Multicibles : Applications Radars et Réseaux sans fil mobiles’**. Doctorat Es-Sciences en Electronique, Université des Sciences et de Technologie, (USTO) Mohamed Boudiaf, 2008.
- [8] R. MANNINGS, **‘Ubiquitous Positioning’**. ARTECH Ed, 2008.
- [9] F. EVENNOU, **‘Techniques et technologies de localisation avancées pour Terminaux mobiles dans les environnements indoor’**. Thèse de doctorat, université de Joseph Fourier, Janvier 2007.
- [10] P. VINCENT, **‘Livre blanc - Sécurité des systèmes sans-fil’**. Groupe Cyber-Networks, version 2.0, janvier 2004.
- [11] J. SAYAH, **‘Contribution à la modélisation, à la simulation et à l’évaluation d’applications nomades à intelligence répartie - Application à l’assistance aux voyageurs aveugles dans les transports publics et les pôles d’échanges’**. Thèse de doctorat, université de Paris-Est, Décembre 2009.
- [12] V. RENAUDIN et al, **‘Mobile Techniques de localisation intra-muros à transmission Ultra Large Bande’**. Ecole Polytechnique, Fédérale de Lausanne, Suisse, 2007.
- [13] W. HONGBO, **‘Mobile Robot Positioning Based on ZigBee Wireless Sensor Networks and Vision Sensor’**. Université de Yanshan, China, publié par INTECH, Mars 2010.

- [14] <http://www.ntt.co.jp/mirai/e/organization/organization0107.html>
- [15] Y. ZHANG et al, '**RFID et traçabilité**'. Université de Picardie, publié par INTECH, Novembre 2008.
- [16] A. HUHTALA et al, '**Evaluation of Instrumentation for Cow Positioning and Tracking Indoors**'. ScienceDirect, Finlande, 2006.
- [17] J. FIGUEIRAS et S. FRATTASI, '**Mobile Positioning and Tracking**'. JOHN WILEY & SONS LTD Ed, Angleterre, 2010.
- [18] Y. Zhao, '**Standardization of Mobile Phone Positioning for 3G Systems**'. IEEE Communications Magazine, pages 108–116, Juillet 2002.
- [19] B. DENIS, '**Exploitation des Capacités de Radiolocalisation des Transmissions Ultra-Large Bande dans les Réseaux Sans-Fil**'. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2005.
- [20] M. SIMIC et P. PEJOVI, '**Positioning in Cellular Networks**'. Université de Belgrade, Serbie, 2009.
- [21] S. GEZICI, '**A Survey on Wireless Position Estimation**'. Wireless Personal Communication vol. 44, pp. 263-282, 2008.
- [22] D. ELORRIETA, '**Protocoles de routage pour l'interconnexion des réseaux Ad-Hoc et UMTS**'. Mémoire, université libre de Bruxelles, 2006-2007.
- [23] H. HOLMA et A. TOSKALA, '**UMTS : Les réseaux mobiles de troisième génération**'. Edition OEM, Paris, 2001.
- [24] P. LESCUYER, '**UMTS : Les origines, l'architecture, la norme**'. Edition DUNOD, Paris, 2001.
- [25] F. JACQUENOD, '**Normalisation des réseaux**'. Janvier 2008.
- [26] A. KJELLSTRÖM, '**Tracking of Mobile Telephones by Kalman Filtering**'. Mémoire de Master, Université Polytechnique de Catalogne, Barcelone, Espagne, Juin 2001.
- [27] S. BARTELMAOS et al, '**General Selection Criteria for Mobile Location in NLoS Situations**'. IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 11, Novembre 2008.
- [28] K. YANG et al, '**A Quadratic Constraint Total Least-squares Algorithm for Hyperbolic Location**'. I. J. Communications, Network and System Sciences, Mai 2008.
- [29] A. BOUDJELLAL, '**Localisation de mobiles dans un réseau de télécommunications cellulaire : Exploitations des techniques de traitement d'antennes**'. Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 2009.

- [30] E. GROSICKI, '**Techniques avancées du traitement d'antennes pour la localisation de sources ; Application à la localisation de mobile : cas du système UMTS**'. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des télécommunications ENST, Paris, 2003.
- [31] S. CHABBI, '**Détection adaptative CFAR a censure automatique basée sur les statistiques d'ordre en milieux non gaussiens**'. Mémoire de Magister, Université de Mentouri, Constantine, 2008.
- [32] Z. MESSALI, '**Performances des Détecteurs Distribués CFAR Dans Un Clutter α -Stable Basés Sur des Méthodes de Prétraitement : La Transformée en Ondelettes et La Compression Non Linéaire**'. Thèse de doctorat, université de Constantine, 2007.
- [33] M. DASHTI et al, '**High-Precision Time-of-Arrival Estimation for UWB Localizers in Indoor Multipath Channels**'. Chapitre 19 du livre 'Ultra Wideband Communications: Novel Trends/ Book 1', pages 397-422. Publié par INTECH, Août 2011.
- [34] S. BARTELMAOS et al, '**An efficient Rake-CFAR method for downlink mobile positioning in UMTS FDD mode**'. ENST, Paris. IEEE, Juin 2007
- [35] F. S.ALHARBI, '**An Improved Chan-Ho Location Algorithm for TDOA Subscriber Position Estimation**'. International Journal of Computer Science and Network Security IJCSNS, VOL.10 No.9, Septembre 2010.
- [36] L. LICHUN et W. FENG, '**Position Estimation by Improved Genetic Algorithm for Hyperbolic Location**'. College of Information Engineering, Information Engineering University.
- [37] M. LAOUFI, '**Faisabilité de localisation d'usagers de la route en détresse par la technique TDOA à l'aide d'un réseau de radiotéléphonie GSM**'. Rapport d'activités, Institut National de recherche sur les transports et leur sécurité INRETS, Décembre 2002.
- [38] G. SHEN et al, '**Performance Comparison of TOA and TDOA Based Location Estimation Algorithms in LOS Environment**'. Proceedings of the 5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, 2008.
- [39] Y. T. CHEN et al, '**Exact and Approximate Maximum Likelihood Localization Algorithms**'. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.55, NO. 1, Janvier 2006.
- [40] L. JUN-MIN et al, '**A TDOA location algorithm based on data fusion**'. Higher Education Press and Springer-Verlag, 2006.
- [41] Y. T. CHEN et K. C. HO, '**A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location**'. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.42, NO. 8, Août 1994.

- [42] J. STEFANSKI, '**Hyperbolic Position Location Estimation in the Multipath Propagation Environment**'. Wireless and Mobile Networking: Second IFIP WG 6.8 Joint Conference, WMNC.
- [43] A. MONI et S. Rickard, '**Comparison of Localization Algorithms using Time Delay of Arrival Estimates**'. Ireland, 2008.
- [44] G. A. MIZUSAWA, '**Performance of Hyperbolic Position Location Techniques for Code Division Multiple Access**'. Thèse de Master, Août 1996.
- [45] M. NÂJAR et J. VIDAL, '**Kalman Tracking based on TDOA for UMTS Mobile Location**'. IEEE International Symposium, Septembre, 2001.
- [46] C. MENSING et S. PLASS, '**Positioning Algorithms for Cellular Networks Using TDOA**'. Thèse de Master, Août 1996.
- [47] F. GONG et al, '**A New Distance based Algorithm for TDOA Localization in Cellular Networks**'. IEEE, 2010.
- [48] A. BOUTTE, '**Identification par filtre de Kalman des paramètres d'une batterie au Plomb**'. Mémoire de Magister, Université de L'USTO, 2005.
- [49] M. NÂJAR et al, '**Mobile Location with Bias Tracking In Non-Line-Of-Sight**'. IEEE International Conference, Mai 2004.
- [50] V. CONSTANTIN et al, '**Le filtre de Kalman «unscented» – outil performant en géodésie cinématique**'. 2008.
- [51] M. BOSCH et M. NÂJAR, '**Unscented Kalman Filter for Location in Non-Line-Of-Sight**'. 14th European Signal Processing Conference, Florence, Italy, Septembre 4-8, 2006.