



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 Electrique

Département d'Electronique

THÈSE

En vue de l'obtention du
Diplôme de Magister

Présenté et Soutenu par :
M^{me} BELHADRI Yamina

Intitulé
La localisation des mobiles dans les réseaux UMTS

Spécialité : *Electronique*
Option : *NTIC*

Le jury est composé de :

M.N. BOUGHANMI
M.M. GUEZOURI
M.M. KECHE
M.M. OUSLIM
M.M. KADDOUR

Professeur, USTO
M.C.A Université d'ORAN
Professeur, USTO
M.C.A, USTO
M.C.A, Université d'ORAN

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

Année Universitaire 2014 / 2015

Dédicace

A mon cher père Ali

& ma chère mère Fatiha

pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance

pour leurs patiences et leurs sacrifices

pour m'avoir poussé jusqu'au bout et pour avoir été toujours un confort moral

A mon cher marie Abdelkader

en lui souhaitant la réussite dans son travail et dans sa vie

A mes petites filles NourElHouda et Maria

A mon cher frère Mohamed

en lui souhaitant la réussite dans son travail et dans sa vie

A mes chères sœurs en leurs souhaitant le succès dans leur vie aussi bien professionnelle que familiale.

A tous mes amis particulièrement à Nadjet

en lui souhaitant le succès dans sa vie aussi bien professionnelle que familiale.

A tous ceux qui m'ont aidé afin de réaliser ce travail

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment

A tous ceux-ci je dédie ce travail

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier **M. GUEZOURI Mustapha**, maitre de conférences à l'université d'Oran, pour l'opportunité qu'il m'a offert pour travailler sur ce projet fort intéressant.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur N. BOUGHANMI, Professeur à l'USTO pour l'honneur qu'il me fait de présider mon jury.

J'exprime mes sincères remerciements aux membres du jury, M^r.M. KADDOUR Maitre de conférences à l'université d'Oran, M^r.M. KECHE Professeur à l'USTO pour sa disponibilité, ses conseils généreux et pour le soutien constant qu'il n'a cessé de me prodiguer, M^r.M. OUSLIM Maitre de conférences à USTO, pour avoir eu la gentillesse de participer à mon jury.

J'aimerais aussi exprimer ma forte gratitude à tous les enseignants du département d'électronique pour la qualité de l'enseignement qu'ils nous ont bien voulu prodiguer durant nos études.

ACRONYMES

UMTS : Universal Mobile Télécommunications System

QoS: Quality of Service

GSM: Global Mobile System

WARC : World Administrative Radio Conférence

ITU : International Télécommunications Institut

IMT-2000 : International Mobile Telecommunications-2000

VoIP: Voix IP

SMS: Short Message Service

FDD: Frequency Division Duplex

TDD: Time Division Duplex

CS: Circuit Switched

PS: PacketSwitched

UTRAN: Umts Terrestrial Radio Access Network

MSC: Mobile services Switching Center

GMSC: Gateway MSC

VLR: Visitor Location Register

SGSN: Serving GPRS Support Node

GGSN: Gateway GPRS Support Node

HLR: Home Location Register

EIR: Equipment Identity Register

AuC: Authentication Center

IMSI : International Mobile Station Identity

RTCP : Réseau Téléphonique Commuté Public

LA: Location Area

RA: Routing Area

RNC: Radio Network Controller

UE: User Equipment

DCH: Dedicated CHannel

DSCH: Downlink Shared CHannel

DPDCH: Dedicated Physical Data CHannel

DPCCH: Dedicated Physical Control CHannel

DPCH: Dedicated Physical CHannel

PDSCH: Physical Downlink Shared CHannel

CPICH: Common Pilot CHannel

SCH: Synchronization CHannel

W-CDMA: Wide band CDMA

CDMA: Code Division Multiple Access

FH-CDMA: Frequency Hopping CDMA

DS-CDMA: Direct-Sequence CDMA

SF: Spreading Factor

MAI: Multiple Access Interference

OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor

FCC: Federal Communications Commission

GPS: Global Positioning Satellite

MS: Mobile Station

BS: Base Station

TA: Timing Advance

TOA: Time Of Arrival

AOA: Angle Of Arrival

LOS: Line Of Sight

LMU: (Local Measurement Unit)

TDOA: Time Difference Of Arrival

NFE: Near Far Effect

IP : Idle Periods

PDF : Probability Density Function

CEP : Circular Error Probability

SOMMAIRE

Dédicace	
Remerciements	
Acronymes	
Sommaire	
Résumé.....	1
INTRODUCTION GENERALE.....	2

CHAPITRE I : Présentation du système UMTS

1. Introduction	4
2. Principes de base du réseau UMTS	4
2.1 Les objectifs de l'UMTS.....	4
2.2 Les classes de services en UMTS	5
2.3 Couverture globale de L'UMTS.....	5
2.4 Organisation fréquentielle.....	6
3. Architecture du réseau UMTS.....	6
3.1 Le réseau cœur.....	6
3.2 Le réseau d'accès.....	9
4. Les canaux.....	10
4.1 Les canaux logiques.....	11
4.2 Les canaux de transport.....	11
4.3 Les canaux physiques	11
4.4 La correspondance entre les canaux.....	13
5. La technique d'accès W-CDMA	14
5.1 Étalement de spectre par séquences directes.....	15
5.2 Codes d'étalement	15
6. Fonctions de la couche physique de l'UTRAN	16
6.1 Chaîne de transmission UTRA/FDD.....	16
6.2 Processus d'étalement de spectre.....	17
6.3 Exemple de communication de deux utilisateurs	20
7. Conclusion.....	20

CHAPITRE II: Paramètres et algorithmes de positionnement

1. Introduction.....	22
2. La localisation en espace libre.....	22
2.1 Le système GPS.....	22
2.2 Les systèmes cellulaires.....	24
3. Les paramètres du canal utiles à la localisation.....	25
3.1 RSS.....	25
3.2 TOA,TDOA.....	26
3.3 AOA.....	27
3.4 TA.....	28
4. Synthèse des techniques associées aux paramètres du canal.....	29
5. Les méthodes de localisation	30
5.1 La triangulation.....	30

5.2 La trilatération.....	31
5.3 La multilatération.....	32
5.4 La méthode des moindres carrés.....	33
5.5 La méthode de vraisemblance maximale.....	34
5.6 La méthode d'identification des empreintes.....	35
6. Conclusion.....	36

CHAPITRE III: Les techniques de localisation des mobiles

1. Introduction.....	39
2. Localisation par les mesures de champ.....	40
2.1 Les modèles de propagation.....	40
2.2 Description du modèle de propagation.....	42
2.3 Résolution du système d'équation	43
2.4 Les avantages.....	44
3. Localisation par les temps de retards.....	44
3.1. Le principe.....	44
3.2. Méthodes de triangulation.....	47
3.3. Techniques d'estimation des temps de retard.....	49
3.4. Problème d'absence de trajet direct	57
4. Localisation par TA.....	59
4.1 La structure du trame radio et temps.....	59
4.2 Calcul du TA.....	59
5. Localisation par les AOA.....	59
6. Champ proche.....	61
7. Conclusion	62

CHAPITRE IV: Simulations et résultats

1. Introduction.....	65
2. Le processus général localisation de mobile	65
2.1 La méthode TDOA de localisation du mobile	66
2.2 La méthode d'estimation de TDOA.....	66
2.3 Le modèle mathématique d'estimation de la position du mobile.....	67
2.3.1 La méthode de Taylor.....	68
2.3.2 La méthode de Chan Ho.....	69
2.3.3 La méthode des Moindres carrées.....	72
2.3.4 La méthode d'intersection sphérique.....	73
3. Les résultats d'expérimentations obtenus sous Matlab.....	74
4. Localisation à base de TA.....	79
4.1 Algorithme de localisation basé sur l'avance temporelle.....	79
4.2 Le calcul de localisation	81
4.3 Simulation avec deux NodeB.....	84
4.4 La simulation avec plusieurs NodeB.....	88
5. Conclusion.....	90
CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	92
BIBLIOGRAPHIE.....	94

Résumé

Le présent mémoire a été élaboré dans le cadre du projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme de magister. Ce travail consiste à implémenter des algorithmes en utilisant Matlab afin de simuler une approche permettant la localisation des mobiles dans le réseau UMTS. Après une description des paramètres et algorithmes de positionnement, nous détaillons nos méthodes de localisation : La première technique est basée sur les mesures de TDOA et la deuxième technique est basée sur les mesures de TA.

Enfin, nous présentons des simulations performantes qui présentent principalement l'effet du nombre des NodeBs utilisés dans la structure du réseau, la distance radius et du bruit dans le système de localisation. On a constaté avec la méthode basée sur les mesures de TA que lorsque le nombre de NodeB augmente la précision de positionnement sera forte.

L'erreur de précision avec la méthode basée sur les mesures de TDOA est minimale en utilisant l'algorithme de Taylor.

Mot clés : UMTS, Matlab, TA, TDOA, NodeB.

Introduction Générale

Le secteur des télécommunications connaît une évolution exponentielle avec l'avènement des systèmes numériques. Cette évolution se traduit par le développement de différents systèmes offrant de plus en plus de services à l'utilisateur et une meilleure qualité de fonctionnement et de gestion. Les systèmes radio mobiles connaissent le plus grand essor dans le domaine des télécommunications. Plusieurs normes, ont vu le jour à travers le monde pour répondre aux besoins de plus en plus croissant en mobilité et en vitesse de transmission.

En outre, cette évolution du monde des communications mobiles s'est accompagnée par un développement rapide de l'Internet et des applications multimédias tel que la visiophonie.

Ces applications constituent de nouveaux défis pour les opérateurs du fait qu'elles présentent de fortes contraintes de QoS et un besoin de débits de plus en plus élevé.

Les réseaux de troisième génération ont été conçus pour garantir une multitude de services multimédia parmi lesquels nous citons la vidéoconférence, les services Internet. Ces réseaux ont été mis en place pour utiliser un même support de transmission pour les applications en mode circuit et paquet. Un avantage de ce type de réseau est qu'il supporte des trafics dont les besoins en bande passante et en qualité de service sont différents.

CHAPITRE I :
PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMS

1. Introduction

UMTS a été conçu comme le successeur de GSM et annonce le mouvement vers les réseaux de télécommunication de troisième génération. UMTS est une norme pour les télécommunications du « nouveau millénaire » définie par la WARC de l'ITU.

La technologie UMTS (dite technologie de 3^{ème} génération (3G)) représente l'évolution de la 2^{ème} génération vers la 3^{ème} génération, permettant de fournir aux utilisateurs une meilleure qualité de service quand aux télécommunications, notamment en ce qui concerne les services offerts et les vitesses de transfert. La WARC a, en fait, défini et normalisé le standard IMT-2000 dont fait partie la technologie UMTS.

Cette technologie est au point de convergence d'Internet, de la téléphonie mobile et de la télévision[LAO06].

2. Les principes de base du réseau UMTS

2.1 Les objectifs

L'UMTS fait parti des réseaux d'accès radio terrestre, qui doit satisfaire les besoins suivants [PRI04],[LIA06]:

- Garantir des services à haut débit dans tout type d'environnement,
- Transmettre des données symétriques avec même débit montant et descendant,
- Fournir des services à commutation de circuits (idéal pour la voix) et à commutation de paquets (idéal pour la transmission de données),
- Capacité et efficacité spectrale doivent être supérieures à celles des systèmes cellulaires actuels de deuxième génération,
- Possibilité d'offrir des services multimédias lors d'une même connexion avec des qualités de services différentes (débit, taux d'erreurs, ...) pour les différents types de médias (voix, audio, données),
- Compatibilité avec les réseaux d'accès radio de deuxième génération,
- Couverture universelle associant des satellites aux réseaux terrestres.

2.2 Les classes de services

Nous définissons quatre classes de services en UMTS [PUBOO]: Conversationnel, Streaming, Interactive et Background. Ces différentes classes sont différenciées par leurs sensibilités aux retards de transmission, la plus sensible est la classe conversationnelle, la moins sensible est la classe background[ALI10].

CHAPITRE I : PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

La classe conversationnelle correspond à une classe de service temps réel : voix en mode circuit, voix en mode paquet (VoIP), services de vidéo-conférence bidirectionnels. Concernant cette classe de service, le temps de transmission et les relations temporelles entre les blocs de données doivent être bien maîtrisés[DAN99].

La classe streaming consiste en l'écoute ou la visualisation de flux audio ou vidéo unidirectionnels entre un serveur et un usager. Le retard dans ce cas est moins important mais le temps entre les blocs de données est important.

La classe interactive correspond à l'accès à des serveurs de données, navigation web... Il s'agit d'un échange de données entre un serveur et un usager en fonction des requêtes de ce dernier. Les données sont fiables (faibles taux d'erreur binaire)[AKK06].

La classe background regroupe les services suivants : E-mail, messages courts (SMS), transfert de fichier. Les exigences de cette classe sont faible taux d'erreur binaire et un temps de transmission moins important que celui de la classe interactive.

2.3 Couverture globale de L'UMTS

La couverture globale de la planète s'organise en une structure cellulaire hiérarchisée qui assurera l'itinérance mondiale. Au sommet de la hiérarchie se trouvent les satellites qui assurent une couverture sur l'ensemble de la planète[LIA06]. Le réseau terrestre radio, s'occupe de la couverture terrestre suivant une répartition en macro, micro et pico cellules. Les macros cellules couvrent les zones urbaines et rurales, les microcellules couvrent les zones urbaines où il existe une forte densité d'utilisateurs et les pico cellules couvrent les zones bien définies telles que les immeubles, les environnements intérieurs (indoor)[PRI04].

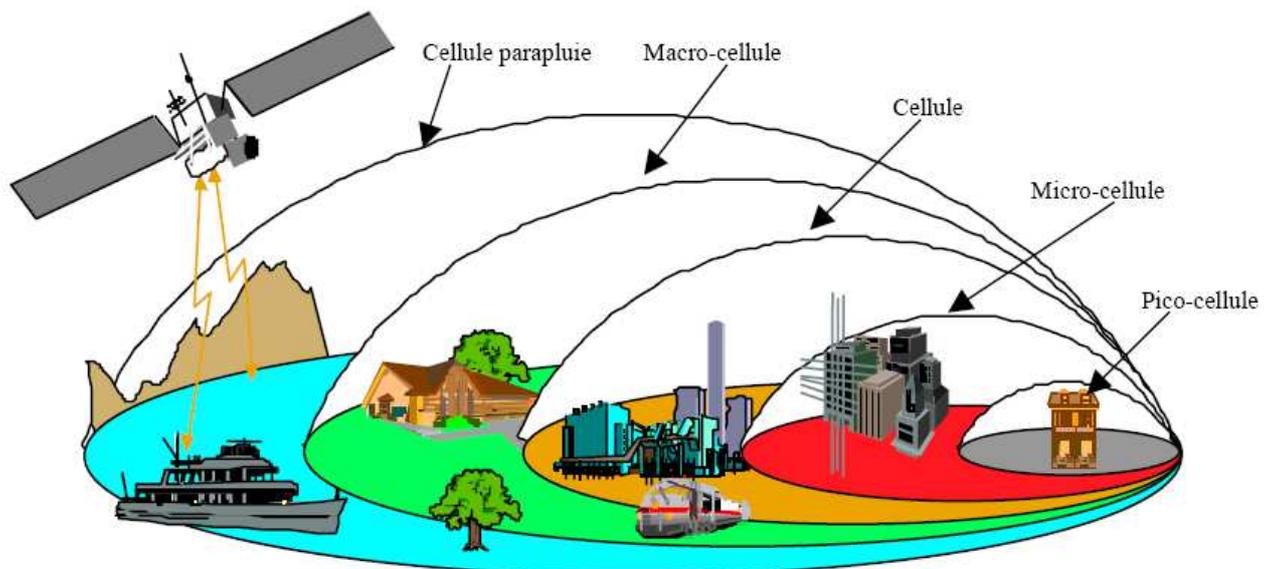


Figure 1.1 : Couverture globale de l'UMTS suivant une structure hiérarchique de cellules

2.4 Organisation fréquentielle

La définition de la 3G est placée sous la responsabilité de l'ITU. L'ITU a défini le concept d'**IMT-2000**, qui vise à définir une norme internationale. Les bandes de fréquences allouées à l'**IMT-2000** sont 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz [MAS08]. Deux modes de duplexage ont été adoptés:

- **FDD** (pour *Frequency Division Duplex*) : Ce mode utilise deux bandes de fréquences indépendantes, l'une pour transmettre et l'autre pour recevoir simultanément[DAN99].
- **TDD** (pour *Time Division Duplex*) : Dans ce mode, les données sont transmises et reçues sur la même bande de fréquences mais à des instants différents comme indique la figure 1.2.

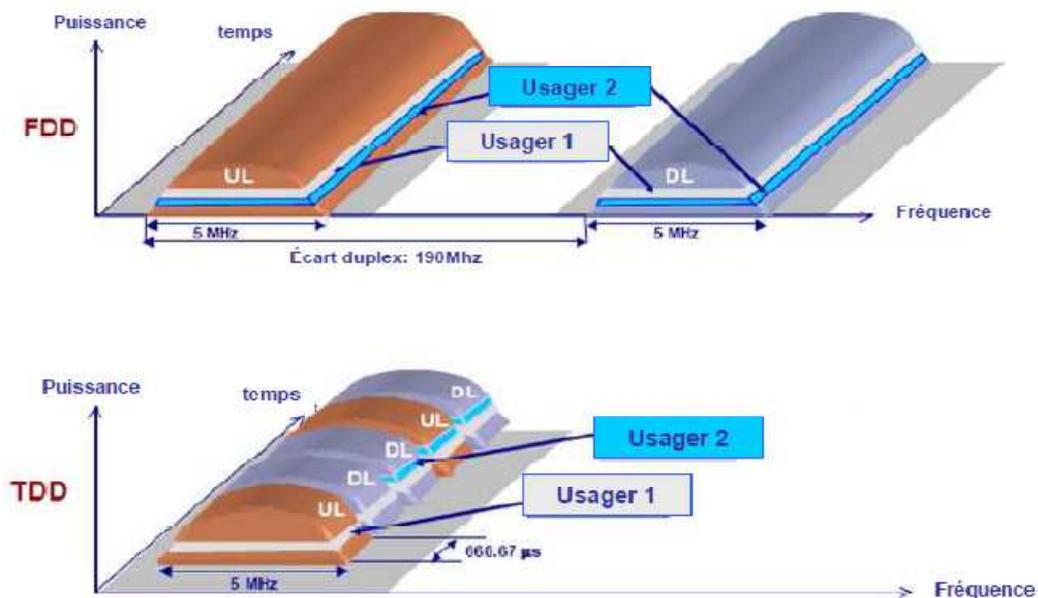


Figure 1.2 : Différents modes de duplexage

3. Architecture du réseau UMTS

Le réseau UMTS est composé d'un réseau cœur et d'un réseau d'accès. L'interface entre ces deux réseaux est appelée Iu. Cette interface a été définie d'une manière qu'elle soit capable de connecter, en plus de l'UTRAN, des réseaux d'accès de technologies différentes au réseau cœur de l'UMTS[AKK06].

3.1 Le réseau cœur

Le réseau cœur de l'UMTS est divisé en deux domaines de service.

- Le domaine CS (*Circuit Switched*),
- Le domaine PS (*Packet Switched*).

Le domaine CS est utilisé pour le service vocal tandis que le domaine PS permet la commutation de paquets (utilisé pour les données, Internet...). Ainsi les terminaux de

CHAPITRE I : PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

troisième génération peuvent gérer à la fois des communications paquet et des communications circuit[TRI07].

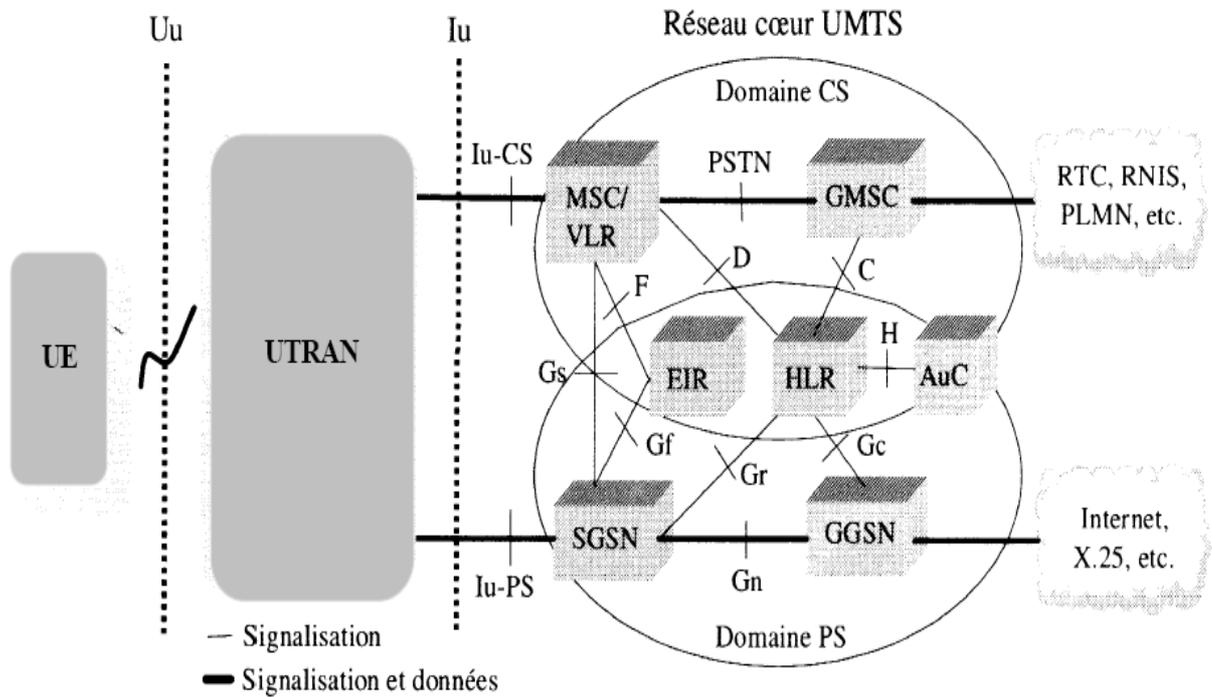


Figure 1.4 : Architecture générale du réseau UMTS

Les éléments du réseau cœur sont répartis en trois groupes, comme l'illustre la figure 1.4. Le domaine CS comprend le MSC, le GMSC et le VLR. Le domaine PS comprend le SGSN et le GGSN. Le dernier groupe comprend les éléments communs aux domaines PS et CS à savoir le HLR, l'EIR, et l'AuC[MAK03].

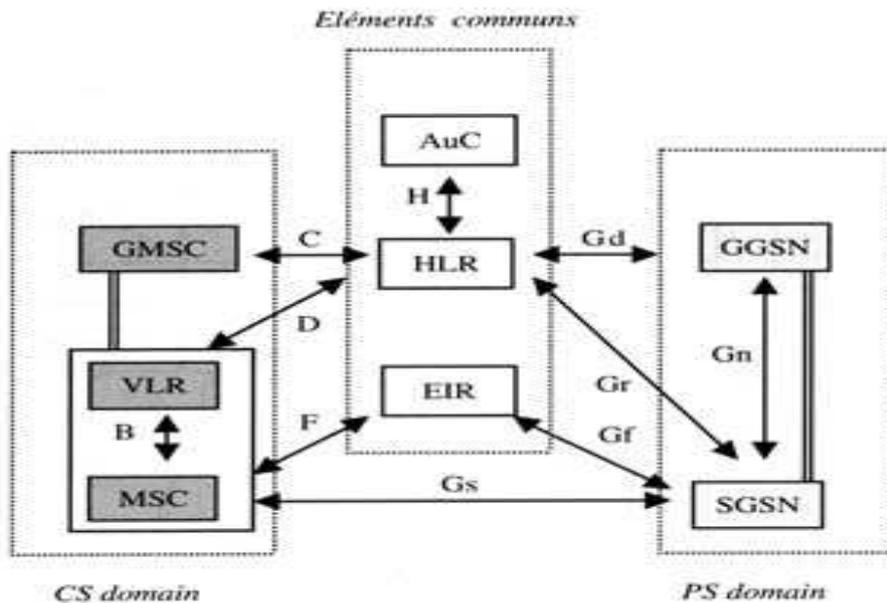


Figure1.5 : Les domaines de service.

3.1.1 Le groupe des éléments communs

- Le **HLR** (*Home Location Register*) : la base de données contenant les informations relatives à l'abonné. Pour chaque abonné, le HLR mémorise les informations suivantes:
 - Les informations de souscription (abonnement, souscription à un service, débit maximal autorisé, etc...),
 - L'identité du mobile (*IMSI International Mobile Station Identity*),
 - Le numéro d'appel de l'abonné.
- L'**AuC** (*Authentication Center*) : l'élément du réseau responsable d'assurer certaines fonctions de sécurité, telles que l'authentification de l'abonné, le chiffrement de la communication. Ces deux fonctions de sécurité se déroulent lorsque l'abonné demande l'établissement d'une connexion. En cas d'échec d'une d'entre elles, l'appel est rejeté.
- L'**EIR** (*Equipment Identity Register*) : un équipement optionnel destiné à lutter contre le vol des terminaux mobiles. L'EIR est une base de données contenant la liste des mobiles interdits (*black list*)[BES03].

3.1.2 Le domaine CS

- Le **MSC** (*Mobile services Switching Center*) : un commutateur de données et de signalisation. Il est chargé de gérer l'établissement de la communication avec le mobile.
- Le **GMSC** (*Gateway MSC*) : c'est un MSC servant de passerelle entre le réseau UMTS et le RTCP (*Réseau Téléphonique Commuté Public*). Lorsqu'on cherche à joindre un mobile depuis un réseau extérieur à l'UMTS, l'appel passe par le GMSC, qui effectue une interrogation du HLR avant de router l'appel vers le MSC dont dépend l'abonné.
- Le **VLR** (*Visitor Location Register*) : c'est une base de données attachée à un ou plusieurs MSC. Le VLR est utilisé pour enregistrer les abonnés dans une zone géographique appelée LA (*Location Area*). Le VLR contient des données de même type que celles du HLR. Le VLR mémorise pour chaque abonné plusieurs informations telles que l'identité temporaire du mobile ou la zone de localisation (LA) courante de l'abonné[BES03].

3.1.3 Le domaine PS

Ce domaine contient les deux éléments suivants :

- Le **SGSN** (*Serving GPRS Support Node*) : joue le même rôle que le VLR, c'est-à-dire la localisation de l'abonné mais cette fois dans une RA (*Routing Area*),
- Le **GGSN** (*Gateway GPRS Support Node*) : a une fonction identique au GMSC du réseau GSM pour la partie paquet du réseau, en jouant le rôle de passerelle vers les réseaux à commutation de paquets extérieurs (Internet public, un intranet privé, etc...)[AKK06].

CHAPITRE I : PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

2.2 Le réseau d'accès

La figure 1.6 illustre les éléments du réseau d'accès [TRI07] :

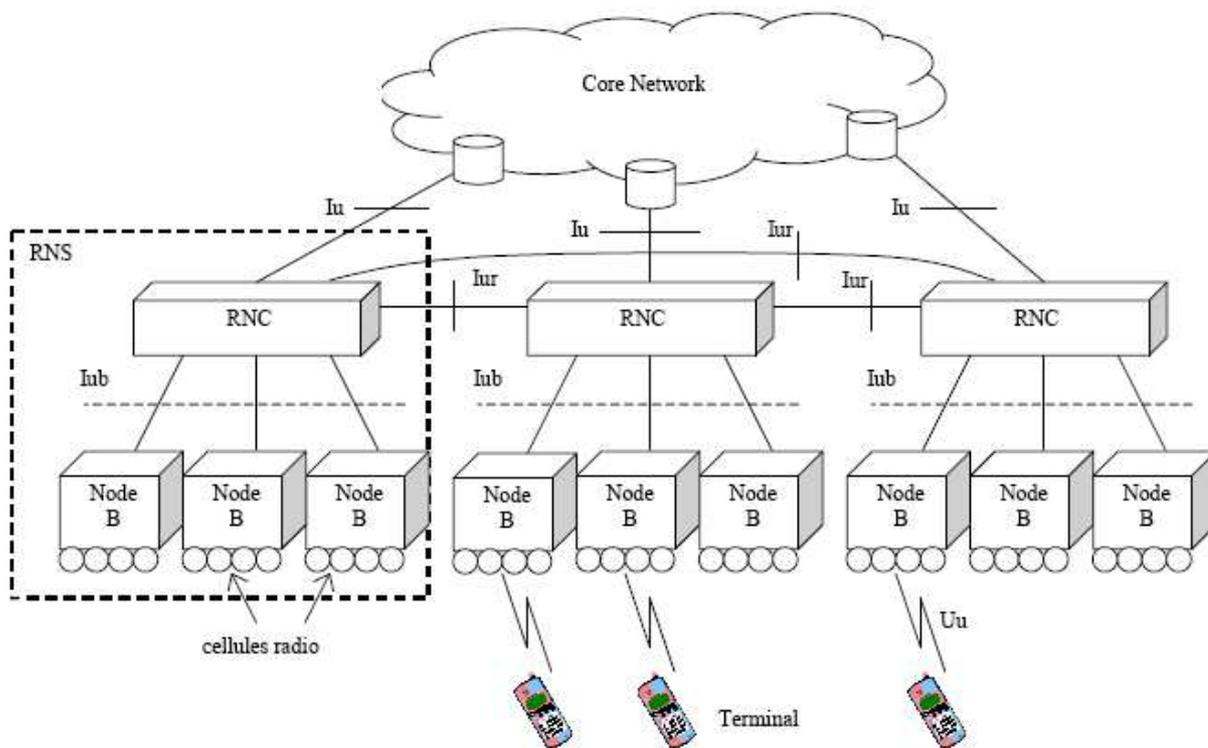
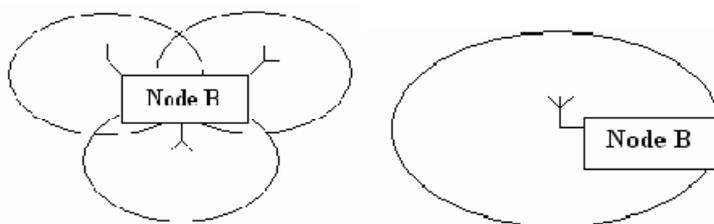


Figure1.6 : Architecture globale de l'UTRAN

Les différents composants d'un réseau d'accès UMTS sont :

-Le **NodeB**: son rôle principal est d'assurer les fonctions de réception et de transmission radio pour une ou plusieurs cellules de l'UTRAN[MAK03].



Node B avec antennes sectorielles

Node B avec une antenne omnidirectionnelle

Figure 1.7: Implémentations possibles du NodeB

Le RNC (Radio Network Controller) : son rôle principal est le routage des communications entre le NodeB et le réseau cœur.

4. Les canaux

Le concept de canal se décline sur l'interface radio UMTS en trois types différents : les canaux logiques, les canaux de transport et les canaux physiques. Étudier un sous-système radio revient à étudier les fonctionnalités de la couche physique ainsi que les interactions que celle-ci peut avoir avec les couches supérieures [STI03].

4.1 Les canaux logiques

Les canaux logiques correspondent aux différents types d'informations véhiculés par les protocoles radio de l'UTRAN. Ce sont en fait les canaux offerts aux couches utilisatrices de niveau 2 de l'interface radio, entre les couches de protocole MAC et RRC.

Les canaux logiques sont répartis en deux groupes:

- **Les canaux logiques de contrôle** : utilisés pour transférer les informations du plan de contrôle. Ce type de canaux est divisé en deux parties[LIA07] :

- Les canaux communs* : ce sont les canaux qui relient un point à plusieurs autres points (*point-to-multipoint channel*)

- Les canaux dédiés* : ce sont les canaux qui relient un point à un autre (*point-to-point channel*).

- *Les canaux logiques de trafic* : ce sont des canaux utilisés pour le transfert d'information usager. Il y a deux canaux logiques de trafic :

Les canaux communs : connexion point à multipoints.

Les canaux dédiés : connexion point à point.

4.2 Les canaux de transport

Un canal de transport est un service offert par la couche physique à la couche MAC pour le transfert d'informations. Ces canaux peuvent être classés en trois catégories :

- *Les canaux communs* : Ce sont des canaux point à multipoint unidirectionnels utilisés pour le transfert d'informations d'un ou de plusieurs UE (User Equipement).

- *Les canaux dédiés* : Ce sont des canaux point à point dédiés à un seul UE. Le DCH (*Dedicated CHannel*) est le seul type de canal spécifié dans la R99. Ce type de canal existe dans les deux sens de la liaison et transporte des données.

- *Les canaux partagés* : il existe un seul type de canal partagé spécifié dans la R99 : le DSCH (*Downlink Shared CHannel*). C'est un canal utilisé uniquement sur la voie descendante en association avec un ou plusieurs canaux dédiés. Il est partagé dynamiquement par différents utilisateurs et transporte des données de contrôle ou de trafic[PRI04].

4.3 Les canaux physiques

4.3.1 Canaux physiques dédiés de la voie montante

Il existe deux types de canaux physiques dédiés dans la voie montante :

- Le canal physique dédié aux données DPDCH (*Dedicated Physical Data CHannel*) : il achemine les informations du canal de transport DCH.
- Le canal physique dédié de contrôle DPCCH (*Dedicated Physical Control CHannel*) : il véhicule les informations de contrôle ou de signalisation générée par la couche physique.

Dans une même liaison radio, il peut y avoir zéro, un ou plusieurs DPDCH et toujours un seul et unique DPCCH.

D'une manière générale, le nombre de bits par slot du DPDCH ou du DPCCH dépend du débit binaire de l'information que chacun de ces deux canaux transportent. Ce nombre est fonction du facteur SF selon la relation[**TRI07**] :

$$N_{\text{BITS}} = \frac{2560}{SF}$$

Une manière pour augmenter le débit consiste à agencer l'information des canaux de transport sur plusieurs canaux physiques dédiés. Cette approche est appelée transmission « en multicode », car plusieurs DPDCH peuvent être réquisitionnés pour transmettre en parallèle cette information, chaque canal étant étalé avec un code de canalisation différent. La valeur SF peut aussi être différente. Le nombre maximum de DPDCH par utilisateur est de six. Les différents DPDCH sont additionnés et étalés avec le même code d'embrouillage, comme le montre la figure 1.8. On peut noter que l'information de contrôle associée à la liaison radio est envoyée par un seul DPCCH.

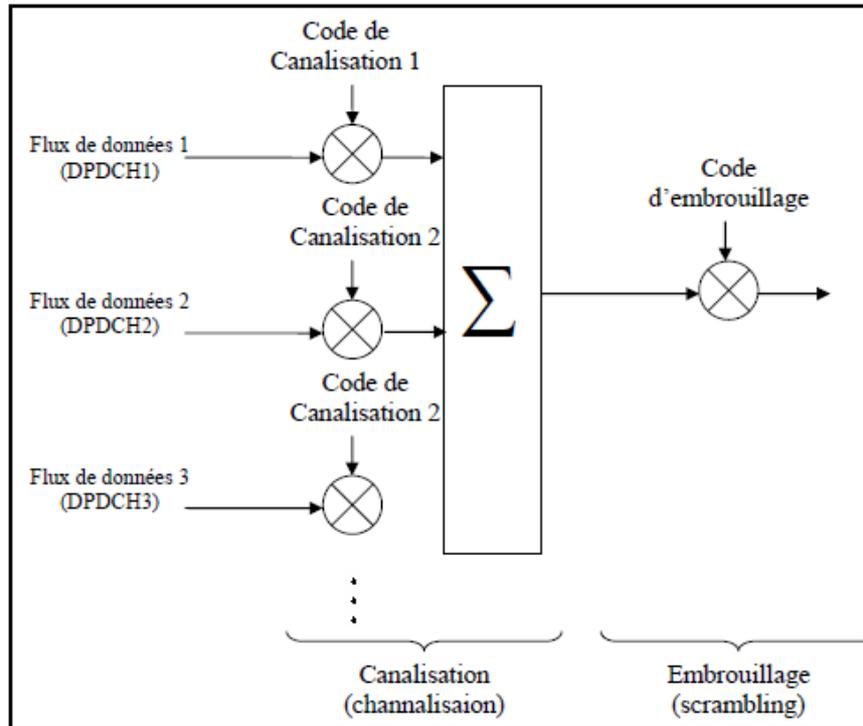


Figure 1.8 : Agencement des canaux physiques dédiés dans une transmission en multicode

À la différence de la voie montante, il existe un seul type de canal physique dédié dans la voie descendante appelé DPCH (*Dedicated Physical CHannel*)[PRI04]. Ce canal achemine l'information du canal de transport DCH (information qui peut être du trafic de données ou de contrôle généré par les couches supérieures). Il transporte également de l'information de contrôle engendrée par la couche physique elle-même et, de ce fait, il peut être considéré comme le multiplexage temporel d'un canal physique de données dédié (DPDCH) et d'un canal physique de contrôle dédié (DPCCH). Chaque DPCH possède un code de canalisation différent. Par contre, le même code d'embrouillage est appliqué à tous les DPCH impliqués.

4.3.2 Canaux physiques communs

Dans le cadre de notre étude, nous allons citer uniquement trois canaux physiques communs sur la voie descendante[MAK03] :

- Le PDSCH (*Physical Downlink Shared CHannel*) : supporte le DSCH lors de l'envoi de trafic de données à haut débit vers un ou plusieurs équipements usagers situés dans une même cellule. Plusieurs utilisateurs peuvent se partager ce canal à des moments différents.

Ceci est particulièrement précieux pour l'UTRAN dans des situations où les codes de canalisation dont dispose la cellule se font rares.

- Le CPICH (*Common Pilot CHannel*) : il 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, entre autres, pour estimer la qualité du canal de propagation. La précision de cette estimation permet d'améliorer les performances des techniques de détection mises en place à la réception, pour récupérer l'information binaire transmise par le biais des canaux physiques dédiés et communs de la voie descendante.

- Le SCH (*Synchronization CHannel*) : il permet aux stations mobiles de se synchroniser avec le réseau et de récupérer le code d'embrouillage spécifique à la cellule courante. Il ne transporte pas d'informations des couches supérieures et il n'est associé à aucun canal de transport [PRI04].

4.4 La correspondance entre les canaux

Pour certains canaux logiques, par exemple le BCH et le PCCH, seul un choix de possibilités très réduites est proposé par la norme. Les informations qui transitent par ces canaux sont connues et décrites par les spécifications de l'UTRAN. Un nombre restreint de canaux de transport est donc suffisant [STI03].

En revanche, dans le cas des canaux logiques dédiés DCCH et DTCH, un grand nombre de possibilités sont offertes par la norme, utilisant des canaux de transport communs (RACH, FACH, DSCH) ou un canal de transport dédié (DCH). Il est donc possible d'allouer le canal de transport le mieux adapté aux caractéristiques du trafic de chaque usager.

La correspondance entre les canaux logiques et les canaux de transport est assurée par la couche MAC de l'UTRAN. La norme ne spécifie pas les combinaisons qui doivent être utilisées en fonction de classe de trafic ; ce choix est laissé libre à l'implémenteur ou à l'opérateur du réseau. La norme de l'UTRAN ne spécifie que les combinaisons autorisées.

La correspondance entre les canaux de transport et les canaux physiques est réalisée par la couche physique de l'UTRAN. La couche physique ne dispose d'aucune flexibilité dans cette correspondance, dans la mesure où chaque canal de transport ne peut être supporté que par un type de canal physique donné [LIA06].

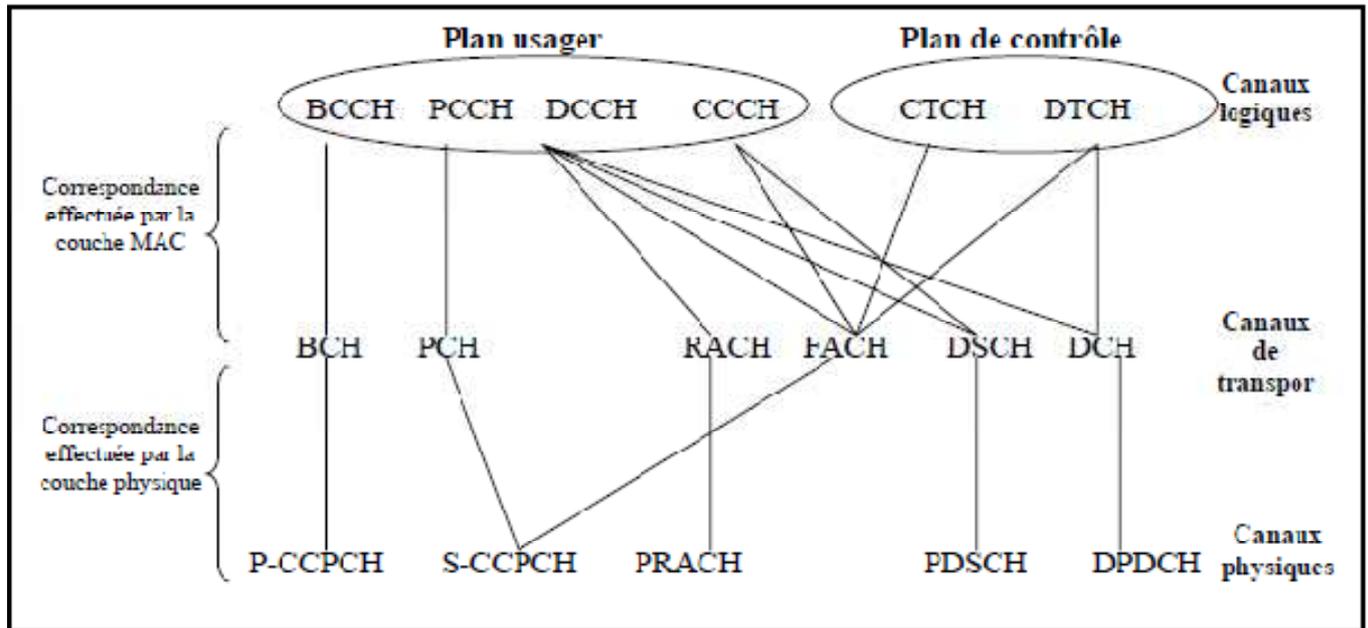


Figure 1.9 : La correspondance entre les canaux

5. La technique d'accès W-CDMA

D'une façon générale, l'évaluation de performance d'une méthode d'accès consiste à estimer des paramètres de qualité de service, comme le débit binaire sur le lien radio, les délais de transmission et le taux d'erreurs binaires[ALI10].

Parmi les techniques à étalement de spectre, on peut citer le FH-CDMA (*Frequency Hopping CDMA*) et le DS-CDMA (*Direct-Sequence CDMA*). Le FH-CDMA consiste à étaler le spectre par des sauts de fréquences. Cependant, cette technique n'étant pas utilisée dans le système UMTS, son étude est peu pertinente dans le cadre de notre recherche. Quant au DS-CDMA, appelé aussi « CDMA à séquences directes », il est à la base du processus d'étalement de spectre dans le standard WCDMA[NIE03].

5.1 Étalement de spectre par séquences directes

Dans ce type d'étalement de spectre, le signal d'information est directement modulé par une séquence ou code appelé « code d'étalement ». L'élément le plus important d'un émetteur DS-CDMA est le générateur de codes d'étalement (un multiplicateur). Le code généré constitue une séquence de longueur fixe dont chaque élément constitue un « chip ». Le rapport entre le débit du signal étalé et le débit du signal non étalé est appelé facteur d'étalement SF (*Spreading Factor*). Il représente une propriété importante de l'étalement du spectre[STA05].

Par conséquent, le facteur d'étalement dans un système DS-CDMA est égal au nombre de chips utilisée pour étaler un symbole d'information.

Après la génération des codes, le processus d'étalement se déroule simplement en multipliant le message par le code d'étalement. Sachant que $T_s > T_c$, d'où $B_{spr} > B_s$, on comprend comment on passe d'un signal à bande étroite vers un signal à large bande. Finalement, le signal subit une modulation en fréquence et il est mis sur une fréquence porteuse avant d'être envoyé.

Au niveau de la réception, il suffit de reprendre la chaîne dans l'ordre inverse, notamment en démodulant dans un premier temps le signal reçu, pour ensuite le multiplier par le même code d'étalement utilisé lors de l'émission. À la suite de cette multiplication, nous obtiendrons le message d'information « désétalé » (exprimé en débit symbole).

Toutefois, il doit y avoir une parfaite synchronisation entre le récepteur et l'émetteur pour pouvoir désétaler correctement le signal d'information [STA05].

5.2 Codes d'étalement

Le choix des codes d'étalement est dicté par leurs propriétés de corrélation, et plus précisément par leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation. Du point de vue statistique, l'autocorrélation est une mesure de la correspondance entre un code et une version décalée de celui-ci. Soit le code c_i de longueur M tel que $c_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$. On définit sa fonction d'autocorrélation $R_{c_i}(t)$ de la manière suivante [LAO06] :

$$R_{c_i}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_i(k+t)$$

Par ailleurs, l'intercorrélation représente le degré de correspondance entre deux codes différents. L'expression mathématique de la fonction d'intercorrélation $R_{c_i c_j}(t)$ de deux codes c_i et c_j de longueur M s'écrit :

$$R_{c_i c_j}(t) = \sum_{k=0}^{M-1-t} c_i(k) c_j(k+t)$$

Dans un contexte d'accès multiple, on peut comprendre intuitivement l'utilité que représentent des codes caractérisés par une autocorrélation qui satisfait $R_{c_i}(t) = 0$ pour $t \neq 0$, avec $R_{c_i}(0) = M$ et par une fonction d'intercorrélation nulle : $R_{c_i c_j}(t) = 0$ pour tout t . En effet, les codes ayant une fonction d'intercorrélation nulle simplifieraient la tâche de l'émetteur et du récepteur qui pourraient communiquer via un même code tout en faisant abstraction des autres utilisateurs qui transmettent dans le même temps, sur la même fréquence, mais avec des

codes distincts. Par ailleurs, si la fonction d'autocorrélation est nulle pour $t \neq 0$, l'interférence causée par les trajets multiples, que pourrait prendre le signal, peut être annulée[MAS08]. Si la fonction d'intercorrélacion entre deux codes différents c_i et c_j satisfait $R_{c_i c_j}(t) = 0$, on dit que les deux codes sont orthogonaux. Dans le cas où les codes ne sont pas complètement orthogonaux, un « résidu » d'intercorrélacion apparaît entre le code de l'utilisateur qui nous intéresse et celui des autres utilisateurs dans la cellule. Ce résidu donne lieu à une forme d'interférence, très peu appréciée par les concepteurs des réseaux à base de CDMA qu'on appelle « interférence d'accès multiple » MAI (*Multiple Access Interference*). Cette dernière est d'autant plus gênante que la puissance d'émission des autres utilisateurs est mal réglée[MAS08].

Le deuxième type de codes utilisés dans le processus d'étalement est les codes *pseudo aléatoires*. Comme leur nom l'indique, ces codes ne sont pas complètement aléatoires, car il est possible de les régénérer à la réception pour récupérer l'information transmise, pourvu que l'émetteur et le récepteur soient parfaitement synchronisés. Un registre à décalage binaire, représente l'une des manières les plus courantes pour générer des codes pseudo-aléatoires. Son fonctionnement est le suivant : une fois que les différents états du registre sont initialisés, le bit en sortie est calculé à chaque coup d'horloge en additionnant en modulo 2 tous les bits présents à chaque état. Les bits sont ensuite décalés de manière circulaire pour réinitialiser les états et calculer le bit en sortie suivant.

6. Fonctions de la couche physique de l'UTRAN

6.1 Chaîne de transmission UTRA/FDD

La couche physique fournit le service de transfert d'information à la couche MAC au travers des canaux de transport. En émission, les données fournies par la couche MAC sont passées dans une chaîne de codage de canal avant d'être transmises sur le médium physique. En réception, les données reçues sur un canal physique sont passées dans une chaîne de décodage de canal avant d'être remises à la couche MAC. Lorsque plusieurs canaux de transport de même type sont portés simultanément par un seul canal physique, la chaîne de codage est suivie d'une chaîne de multiplexage et la chaîne de décodage est précédée d'une chaîne de démultiplexage. La figure illustre les différentes opérations de traitement du signal utilisées dans la chaîne de transmission de l'UTRA/FDD[NIE03].

Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux canaux de transport par lesquels transitent les bits délivrés par les couches supérieures à la couche physique. Les bits véhiculés par les canaux de transport sont agencés sur les canaux physiques. Une fois

CHAPITRE I : PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

qu'ils sont présents dans ces canaux, ils subissent des traitements de signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers l'air. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en chips. Ce sont des chips qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après avoir été modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception[STI03].

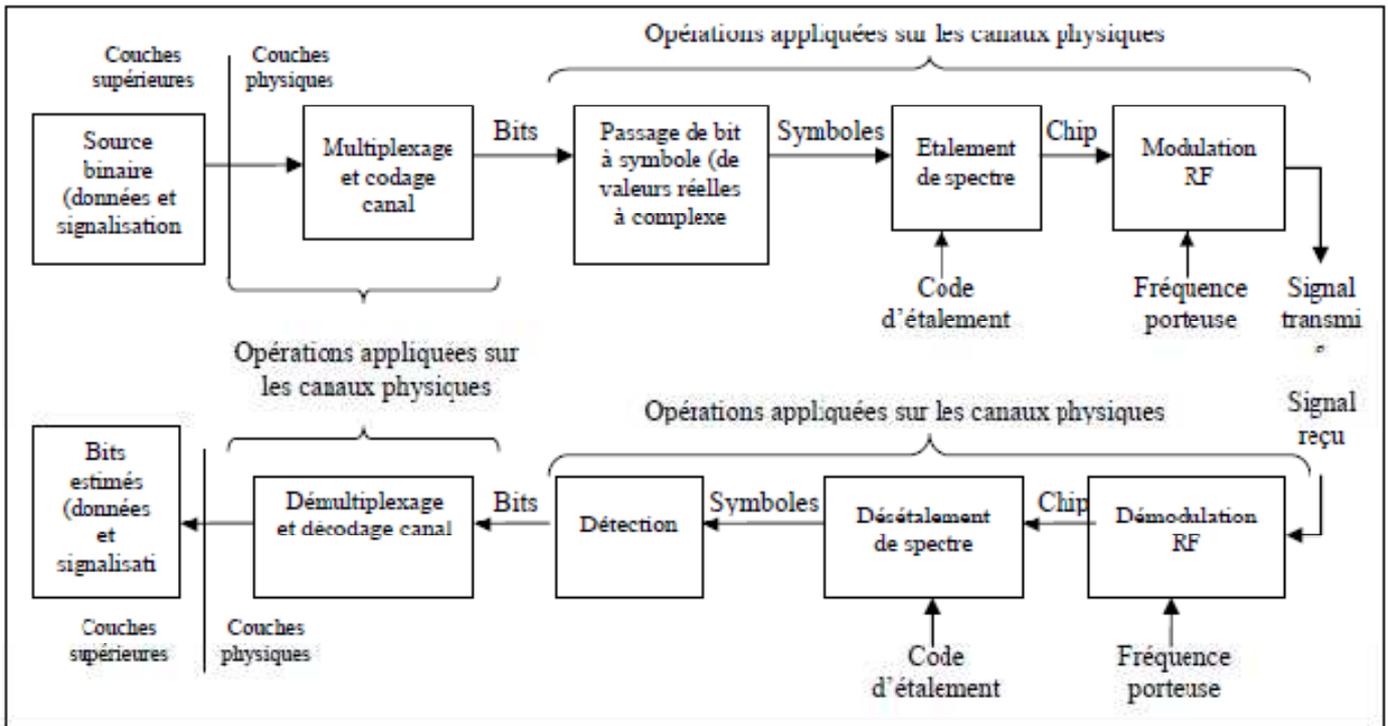


Figure 1.10: de la couche physique dans la chaîne de transmission UTRA/FDD

6.2 Processus d'étalement de spectre

Suite à l'opération de multiplexage et de codage, les bits sont transformés en symboles, puis on applique les opérations d'étalement de spectre et de modulation (voir la figure)[TRI07].

Auparavant, il convient de citer les paramètres radio qui caractérisent les canaux physiques de l'UTRA/FDD. Parmi ces paramètres, on trouve :

- une fréquence porteuse
- une durée dans le temps (avec un instant de temps de début et de fin qui dépend du type de canal)
- un code de canalisation (*channelisation code*)
- un code d'embrouillage (*scrambling code*).

Les métriques suivantes sont également référencées pour définir la durée des canaux physiques :

- un slot est un intervalle de temps de longueur fixe et égale à 2560 chips (≈ 0.667 ms).

Le nombre de bits par slot est variable.

- une « trame radio » est une durée où l'on traite de l'information qui s'étend sur quinze intervalles de temps ou *slots*, soit 38 400 chips (10 ms)

6.2.1 Les codes de canalisation

Dans la voie descendante, les codes de canalisation permettent d'identifier les symboles d'information appartenant à chaque utilisateur dans une cellule. Dans la voie montante, ils permettent de différencier les symboles d'information du canal ou des canaux physiques de données dédiés (DPDCH) et du canal physique dédié de contrôle (DPCCH) appartenant à un même utilisateur. Le rôle fonctionnel des codes de canalisation utilisés dans un réseau UTRA/FDD peut être comparé aux slots de temps alloués dans les réseaux mobiles à base de TDMA, aux différents utilisateurs dans la cellule pour les distinguer (du moins pour ce qui concerne la voie descendante) [NIE03].

Les codes de canalisation sont générés de manière récurrente. On peut les représenter sous forme d'arbre comme le montre la figure 1.11.

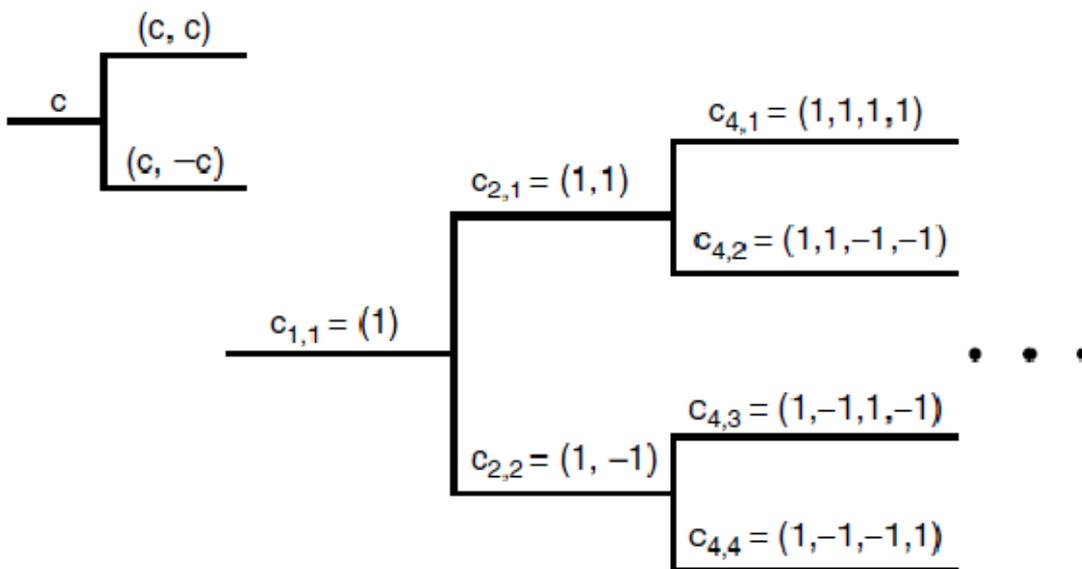


Figure 1.11 : L'arbre des codes OVSF

Ces codes sont du type OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*). Ils ont les propriétés suivantes :

- Les séquences sont rigoureusement orthogonales.
- Les séquences ne sont pas toutes de même longueur, ce qui permet différents gains de traitement.

Deux séquences situées au même niveau hiérarchique de l'arbre sont parfaitement orthogonales lorsqu'elles sont alignées. En revanche, deux codes situés sur une même branche de l'arbre, l'un étant le fil de l'autre, ne sont pas forcément orthogonaux. Cette contrainte

CHAPITRE I : PRÉSENTATION DU SYSTÈME UMTS

limite le nombre de codes utilisables simultanément. Ainsi, lorsque les 4 codes de SF4 sont utilisés, plus aucun autre code de l'arbre ne peut être alloué. Le SF maximal autorisé par la norme UTRAN est de 256 pour les canaux montants et de 512 pour les canaux descendants[STI03].

6.2.2 Les codes d'embrouillage (*scrambling code*)

Ils permettent d'identifier une cellule. Il existe donc un code unique d'embrouillage par cellule. L'utilisation des codes d'embrouillage rend les propriétés statistiques de l'interférence proche de celles d'un bruit Gaussien, sachant que cette interférence est invoquée par les cellules voisines qui émettent sur la même fréquence porteuse. Le code d'embrouillage permet donc de faciliter la tâche du récepteur lors de la détection des symboles transmis. Dans la voie montante, les codes d'embrouillage sont utilisés non seulement pour améliorer les propriétés statistiques des codes de canalisation, mais aussi pour différencier les utilisateurs présents dans une même cellule [TRI07].

6.2.3 Relation entre étalement et embrouillage

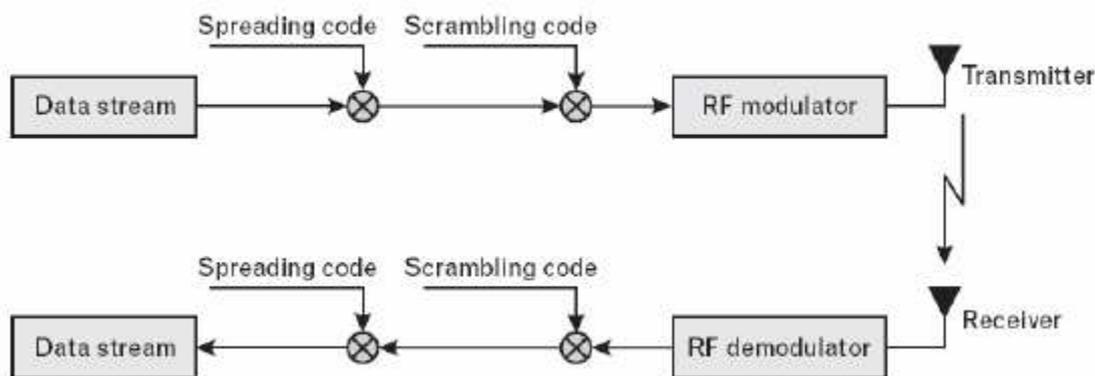


Figure 1.12 : Relation entre l'étalement et le scrambling

Le scrambling, effectué par l'émetteur, permet de séparer les différents signaux d'un même terminal ou d'une même station de base. Réalisée juste après l'étalement, elle ne modifie pas la bande passante ni le débit ; elle se limite à séparer les différents signaux les uns des autres. Ainsi, l'étalement peut-être effectué par plusieurs émetteurs avec le même code de canalisation sans compromettre la détection des signaux par le récepteur. Le scrambling fait appel aux codes de Gold qui sont une combinaison linéaire de plusieurs m-séquences. Notons qu'il existe un arbre de codes de canalisation pour chaque code d'embrouillage. Cela signifie que différents émetteurs peuvent utiliser leurs arbres de codes indépendamment.

5.3 Exemple de communication de deux utilisateurs

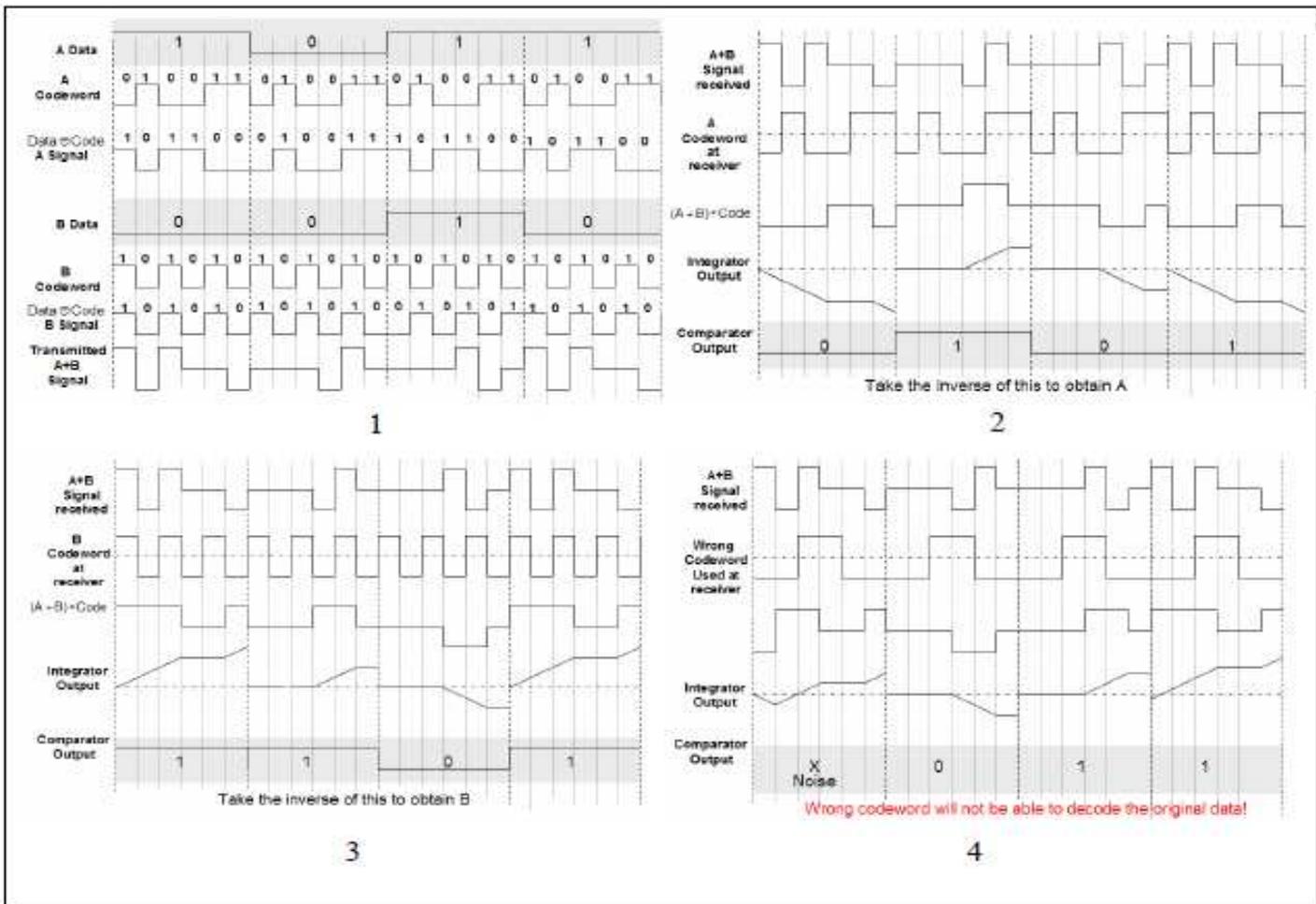


Figure 1.13 : Exemple de transmission en CDMA

La figure ci dessus met en évidence l'importance des codes de canalisation. A la première étape, les données de chaque utilisateur utilise la fonction XOR avec son code. Ensuite, l'émetteur fait la somme des deux signaux obtenus. Après, il transmet le signal sur le lien radio. A la réception, chaque utilisateur multiplie par son code de canalisation, et il obtient le signal utile qui lui est envoyé (étape 3). L'étape 4 montre qu'en cas d'utilisation d'un autre code que celui des deux utilisateurs en question, le résultat sera illisible [TRI07].

7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons dans une première partie, présenté une idée sur l'architecture du réseau UMTS, et nous avons étudié les principes intervenant dans le réseau d'accès du système UMTS. Ensuite nous avons détaillé l'interface radio avec la méthode d'accès multiple WCDMA et son principe.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les paramètres et les algorithmes de positionnement des mobiles dans les réseaux UMTS.

CHAPITRE II :
PARAMÈTRES ET ALGORITHMES
DE POSITIONNEMENT

1. Introduction

Plusieurs classifications des systèmes de localisation sont possibles en fonction du critère choisi, comme le type de réseau déployé, la nature des signaux utilisés, les algorithmes exploités, etc. En prenant comme critère le type de réseau utilisé, deux approches peuvent être distinguées.

La première approche consiste à exploiter l'infrastructure et l'équipement d'un réseau sans fil existant et la deuxième à réaliser des systèmes spécifiques destinés principalement à la localisation. Chacune de ces approches présente ses avantages et ses inconvénients. La première méthode permet d'éviter les coûts de développement et déploiement du réseau nécessaire pour collecter l'information mais nécessite en revanche des méthodes de traitement du signal plus sophistiquées, capables de compenser les éventuelles faibles précisions des mesures liées à la bande passante réduite.

La deuxième méthode permet beaucoup plus de liberté à l'ingénieur pour proposer et concevoir le système en fonction de l'application souhaitée tout en respectant les normes de rayonnement et de bande passante autorisées, mais, les coûts liés aux aspects recherche et développement ne sont pas négligeables et doivent être pris en compte dans la décision.

2. La localisation en espace libre

Globalement, il existe trois approches utilisées pour localiser et/ou positionner des mobiles en espace libre:

- positionnement basé sur les satellites: le mobile est localisé à l'aide de récepteurs de signaux satellitaires. On peut citer le système américain GPS, le système européen Galileo ou le système russe GLONASS.
- localisation/positionnement basé sur les réseaux cellulaires (ou solutions terrestres): le mobile est localisé à l'aide des signaux qu'il transmet au réseau cellulaire de type GSM ou UMTS par exemple ou trouve sa position à l'aide des signaux reçus.
- Les méthodes hybrides ou coopératives associent les réseaux cellulaires terrestres et satellitaires.

2.1. Le système GPS

Actuellement, le monde de la localisation en espace libre est dominé par le système GPS. Ce système a été développé par le Département de la Défense des Etats-Unis au début des années 70 pour des applications militaires, l'objectif étant de permettre aux combattants

CHAPITRE II : PARAMÈTRES ET ALGORITHMES DE POSITIONNEMENT

de connaître leur position sur le terrain avec une haute précision. Les spécifications concernant la sécurité et la disponibilité sur toute la surface du globe ont conduit à l'implémentation d'un système passif de réception des signaux provenant d'une constellation de satellites.

En 1990, le signal des satellites GPS est devenu disponible pour le secteur public à des fins commerciales.

La technologie comporte trois sous-ensembles: le segment spatial comportant les satellites, le segment utilisateur composé du système de réception et le segment de contrôle qui assure la synchronisation entre les satellites [ROX07].

Le système comporte actuellement 24 satellites opérationnels, dont la configuration a été achevée en Décembre 1993. Les satellites sont équipés d'horloges très précises leur permettant de garder une synchronisation avec une dérive maximale de 3 ns. Pour avoir une visibilité d'au moins quatre satellites, nécessaires dans le procédé de localisation, à tout moment, partout dans le monde, la constellation comporte six plans orbitaux, chaque plan contenant quatre satellites. Les satellites se trouvent sur des trajectoires quasi-circulaires à une distance d'environ 20200 Km de la surface de la Terre.

Différentes techniques exploitent les signaux satellitaires, notamment:

- ✓ **Le GPS:** le système mesure le temps nécessaire à un signal pour se propager d'un point de l'espace à un autre. Comme, dans le cas général, la vitesse du signal est connue avec une précision relative, cette mesure peut être facilement convertie en distance. Pour trouver une position en trois dimensions, le signal d'au moins quatre satellites est nécessaire. Si les distances entre les quatre satellites et le récepteur sont calculées, l'intersection des sphères ayant comme rayon la distance entre trois satellites et le récepteur GPS conduit à estimer la position du récepteur. Le quatrième satellite est nécessaire pour prendre en compte les erreurs de synchronisation d'horloge et atteindre une meilleure précision au niveau du récepteur. Le système n'est pas bien adapté pour l'utilisation en milieu urbain car, dans ce type d'environnement il est difficile d'avoir la visibilité directe simultanément sur quatre satellites. Notons que la précision du système classique est de l'ordre de 20 mètres [PAH02].

- ✓ **Le A-GPS (Assisted GPS):** cette technique est conçue dans le but d'aider le mobile à estimer sa position. Le procédé proposé rend possible la réception des signaux satellitaires même dans le cas où la valeur du signal reçu se situe en-dessous d'une valeur de seuil permettant, dans certains cas, l'estimation de la position à l'intérieur des bâtiments. La méthode est hybride ou coopérative et associe les standards de communication existants tel le GSM, GPRS, UMTS. Elle nécessite des circuits spécifiques au niveau du téléphone mobile lui permettant la réception des signaux GPS et un serveur de calcul au niveau du réseau. Ce dernier va traiter les données renvoyées par le mobile pour calculer sa position. La précision de cette technologie est de l'ordre de 10 mètres [ROX07].
- ✓ **Le D-GPS (Differential GPS):** l'idée dans les techniques de positionnement différentiel est de corriger les erreurs à une position quelconque en prenant comme référence les erreurs mesurées à une position connue. Dans le cas du D-GPS, un récepteur référence (Station de Base D-GPS) calcule les corrections pour chaque signal satellitaire reçu et renvoie les corrections à tous les récepteurs présents dans sa zone de couverture. Cette information permet d'améliorer l'estimation de la position, l'erreur devenant désormais de l'ordre de 1 mètre [PAH02].

2.2. Les systèmes cellulaires

L'exploitation des réseaux cellulaires permet aussi d'obtenir une estimation de la position des équipements mobiles. L'implémentation de méthode de localisation cellulaire nécessite des modifications logicielles ou/et matérielles au niveau du mobile ou/et du réseau. Ainsi, on peut classer les technologies:

- ✓ Exogènes: modifications au niveau du réseau cellulaire;
- ✓ Endogène: modifications au niveau du mobile;
- ✓ Hybrides: modifications sur l'ensemble.

Dans le cas de l'approche exogène, une ou plusieurs stations de base effectuent les mesures nécessaires, appliquent certains algorithmes pour déterminer la position du mobile et renvoient les résultats au mobile. L'approche endogène donne naissance à deux types d'implémentation:

- ✓ Mobile based: le mobile effectue les mesures et les calculs nécessaires pour déterminer sa position. Un avantage de cette approche est le positionnement en mode inactif, réalisé par la mesure de canaux de contrôle qui sont transmis constamment.

Cette méthode nécessite des modifications de type matériel et logiciel au niveau de l'équipement mobile.

- ✓ Mobile assisted: le mobile effectue les mesures et les envoie à un centre de gestion qui va effectuer les calculs. Ce type d'implémentation nécessite plutôt des modifications de type logiciel.

3. Les paramètres du canal utiles à la localisation

Dans les paragraphes suivants, nous mettons l'accent sur les paramètres du canal utiles à la localisation et repris dans certains systèmes de localisation.

3.1. Received Signal Strength (RSS)

La distance entre l'émetteur et le récepteur peut être évaluée à partir de la puissance du signal reçu associée à un modèle de propagation dans l'environnement. Trois récepteurs sont nécessaires pour déterminer la position en 2D [ROX07]. Les puissances sont mesurées au niveau d'au moins trois points de référence, chaque point représente le centre d'un cercle.

La zone possible pour la position du mobile est déduite par trilatération, procédé décrit dans un paragraphe ultérieur.

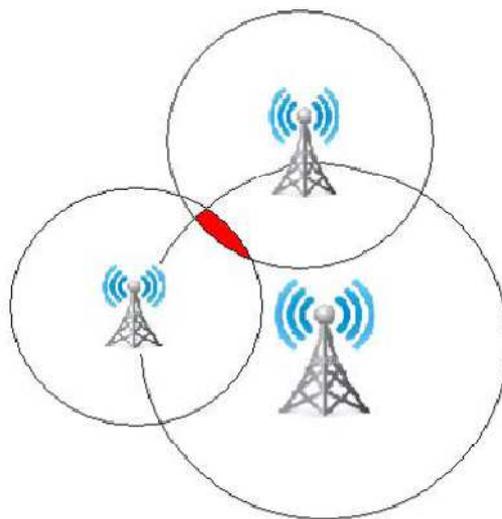


Figure 2.1 : Principe de l'utilisation des RSS

Cette technique est facilement applicable dans le cas des réseaux cellulaires et WLAN, la puissance du signal reçu étant disponible au niveau des récepteurs et de l'émetteur. La validité du modèle de propagation correspondant à l'environnement de travail joue un rôle très important dans la précision de la localisation. La superposition des trajets multiples produit des évanouissements pour lesquels il est très difficile de donner un modèle général.

En fonction de la configuration de l'environnement, les multi-trajets conduisent à des variations du niveau du signal qui peuvent atteindre 15-25 dB sur une distance de l'ordre d'une fraction de longueur d'onde. Ces variations aléatoires engendrent des erreurs très importantes sur l'estimation de la distance. Une possibilité d'améliorer les résultats consiste à moyenniser les mesures dans le temps ou en fréquence.

3.2. Time of Arrival (TOA), Time Difference of Arrival (TDOA)

Dans le cas des techniques basées sur l'exploitation des TOA, la distance est déduite à partir des retards des trajets entre l'émetteur et le récepteur en connaissant la vitesse de propagation des ondes dans le milieu considéré. Deux classes de techniques existent dans cette catégorie: "l'aller simple" et "l'aller-retour" [GUV09]. La première catégorie, utilisée notamment dans le cas des communications satellitaires ou dans les réseaux cellulaires, nécessite une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. Elle consiste à envoyer, encodée dans le signal transmis, l'information concernant l'instant de l'émission et la position du point de référence transmettant l'information. La deuxième catégorie intervient dans les cas où la synchronisation n'est pas réalisable facilement. Le signal envoyé par le point de référence est renvoyé par l'objet désirant se localiser avec le temps qui a été utilisé pour traiter et retransmettre l'information.

Une autre démarche consiste non plus à utiliser comme précédemment « le temps de vol » des trames d'initialisation mais à estimer le temps d'arrivée du premier trajet. Ceci est généralement fait à l'aide des systèmes large bande qui permettent de reconstituer la réponse impulsionnelle du canal avec une bonne précision et déduire ainsi la TOA.

Comme dans le cas de la mesure de puissances, une intersection de trois cercles permet d'obtenir une estimation de la position.

Dans le cas où la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur n'est pas possible, où il est moins coûteux de réaliser une simple synchronisation entre plusieurs récepteurs du réseau avec des positions connues, il est possible d'appliquer la technique des différences des retards

(TDOA). Les systèmes dits hyperboliques, provenant de techniques interférométriques, sont basés sur l'exploitation de la différence du temps d'arrivée entre les éléments de deux ou plusieurs paires de récepteurs. La TDOA entre les éléments d'un couple de récepteurs ij est exprimée sous la forme:

$$TDOA_{ij} = \tau_i - \tau_j = \frac{d_i - d_j}{c} = \frac{d_{ij}}{c}$$

avec c la vitesse de propagation des ondes dans le milieu considéré et d la distance de chaque trajet.

Une façon d'accéder à la TDOA est de mesurer le retard des signaux arrivant au niveau de chaque récepteur et effectuer leur différence [GEZ07].

Comme généralement dans le cas des systèmes utilisant cette technique, les récepteurs ne sont pas synchronisés avec l'émetteur mais uniquement entre eux, la TDOA mesurée ainsi va inclure un offset qui sera en revanche identique à cause de la synchronisation entre les récepteurs.

Une autre technique d'estimer la TDOA est la corrélation entre les signaux reçus au niveau des différents récepteurs [LIU07]. L'inconvénient de cette méthode est que, dans les environnements multitrajets avec du bruit coloré les performances se dégradent considérablement [GEZ07].

3.3. Angle Of Arrival (AOA)

Cette technique est basée sur l'exploitation des angles d'incidence des signaux émis par le mobile au niveau d'au moins deux points de réception. Cette technique est illustrée dans la **Figure 2.2**. L'estimation des angles d'arrivée se fait à l'aide des antennes directives ou des réseaux d'antennes utilisées conjointement avec des méthodes à haute résolution.

La position de l'émetteur est donnée par l'intersection des droites passant par chaque récepteur et d'angle les AOA calculés par rapport à une référence arbitraire.



Figure 2.2 : Localisation exploitant les AOA

Souvent une marge d'erreur d'estimation de la DOA est introduite, conduisant à l'intersection des faisceaux, qui définit une zone possible de la position de l'émetteur. La dimension de chaque faisceau augmente avec la distance par rapport à l'émetteur conduisant à des erreurs plus importantes. Dans le cas où l'émetteur se trouve sur la ligne qui réunit les deux BSs, l'estimation de la position n'est plus possible. La présence d'un BS supplémentaire est nécessaire.

L'inconvénient majeur de cette technique est lié à la nécessité de disposer de réseaux d'antennes qui augmentent la taille des équipements utilisés et qui impliquent des coûts supplémentaires. De plus, en environnement NLOS en présence des trajets multiples, la précision de l'estimation est fortement affectée [GUV09].

3.4. Timing Advance TA (RTT)

TA ou RTT est un nombre entier entre 0–63, où une incrémentation de TA correspond à une distance de 73,125m entre le mobile et la station serveuse[MAT01]. Le NodeB définit TA par observation de la différence temporelle entre l'émission de la première trame DLDPCH et la réception de la trame ULDPCCCH correspondante du premier chemin détecté[KUP05].

La précision du TA dépend du déploiement du récepteur RAKE au niveau des NodeB.

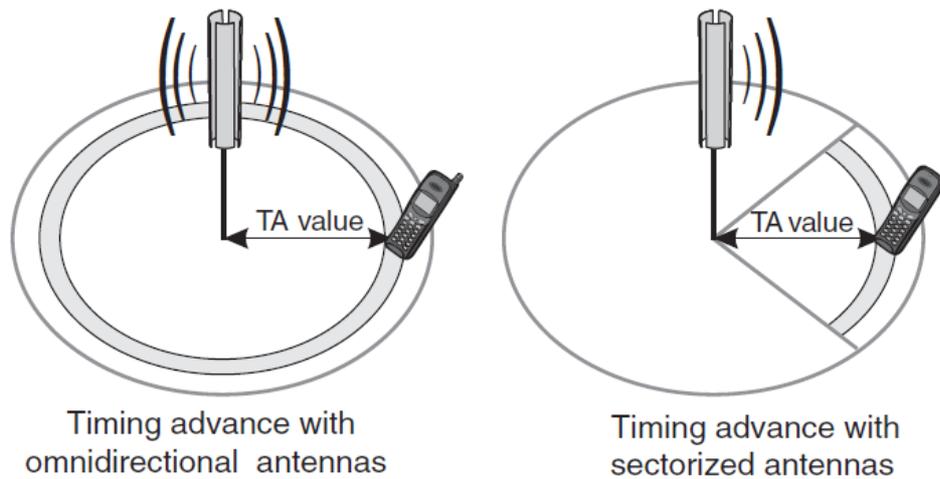


Figure 2.3 : TA avec antenne omnidirectionnelle et sectorielle

4. Synthèse des techniques associées aux paramètres du canal

Un résumé des principales techniques de radiolocalisation associées aux paramètres exploités est donné dans le **Tableau 2.1** [WAS05]:

Techniques de radiolocation	Avantages	Inconvénients
Technique basée sur la puissance des signaux reçus (RSS)	<ul style="list-style-type: none"> - Coût d'implantation peu élevé - Disponibilité des modèles mathématiques d'atténuation - Algorithme de positionnement simple 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessité d'avoir le trajet direct - Précision faible - Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère
Technique basée sur l'angle d'arrivée des signaux reçus (AOA)	<ul style="list-style-type: none"> - Moins de stations de base fixes nécessaires - Algorithme de positionnement simple 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessité d'avoir le trajet direct - Coût d'implantation élevé - Précision faible - Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère
Technique basée sur le temps d'arrivée des signaux reçus (TOA)	<ul style="list-style-type: none"> - Paramètres généralement bien estimés - Algorithme de positionnement simple - Précision plus élevée en milieu confiné 	<ul style="list-style-type: none"> - Synchronisation d'horloge nécessaire entre le mobile et les stations de base - Nécessité d'avoir le trajet direct - Nécessité d'une résolution temporelle élevée au récepteur
Technique basée sur la différence des temps d'arrivée des signaux reçus (TDOA)	<ul style="list-style-type: none"> - Paramètres généralement bien estimés - Algorithme de positionnement simple - Précision plus élevée en milieu confiné - Pas besoin de synchronisation 	<ul style="list-style-type: none"> - Nécessité d'avoir le trajet direct - Synchronisation d'horloge nécessaire entre les paires de stations de base - Nécessité d'une résolution temporelle élevée au récepteur

	d'horloge entre le mobile et les stations de base	
Technique basée sur l'avance temporelle des signaux reçus (TA)	- Algorithme de positionnement simple	- Précision faible

Tableau 2.1: Résumé des principales techniques de localisation intra bâtiment [WAS05]

5. Les méthodes de localisation

Les algorithmes de localisation permettent, à partir d'un ensemble de paramètres, de déterminer la position d'un mobile à l'aide de systèmes d'équations (linéaires ou non linéaires) qui lient les paramètres des trajets aux coordonnées spatiales des récepteurs et de l'émetteur ou de vraisemblances avec les éléments d'une base de données.

5.1. La triangulation

L'algorithme de triangulation nécessite pour estimer la position de station mobile, les AOA d'au moins deux sources. Pour deux stations de base Rx_1 et Rx_2 les angles d'incidence en azimut des trajets provenant du mobile, donnés respectivement par α et β , sont représentés en 2D sur la **Figure 2.4**.

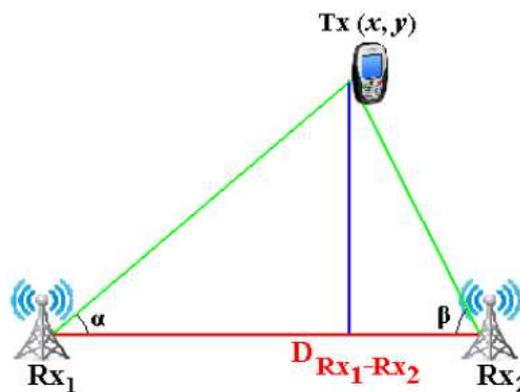


Figure 2.4 : Le principe de triangulation

Par construction géométrique, les coordonnées (x,y) de la station mobile Tx sont données par :

$$\begin{cases} x = \frac{\tan(\beta)}{\tan(\alpha) + \tan(\beta)} D_{Rx_1-Rx_2} \\ y = \frac{\tan(\alpha)\tan(\beta)}{\tan(\alpha) + \tan(\beta)} D_{Rx_1-Rx_2} \end{cases}$$

5.2. La trilatération

La trilatération est une méthode permettant de déterminer une position relative du Tx en utilisant la géométrie des triangles d'une manière similaire à la triangulation [SRI07]. Le procédé implique la connaissance de la distance de station mobile par rapport à un ensemble de références dont les positions sont connues. Trois points de référence sont nécessaires pour déterminer une position 2D. Les coordonnées (x,y) de la station mobile Tx exprimées en fonction des distances et des coordonnées connues des points de réception, dans le cas où $Rx1$ est pris comme origine du système des coordonnées, sont donnés par [BUC06]:

$$\begin{cases} x = \frac{x_2^2 + d_1^2 - d_2^2}{2x_2} \\ y = \frac{x_3^2 + y_3^2 + d_1^2 - d_3^2 - 2xx_3}{2y_3} \end{cases}$$

Le procédé est illustré dans la figure ci-dessous :

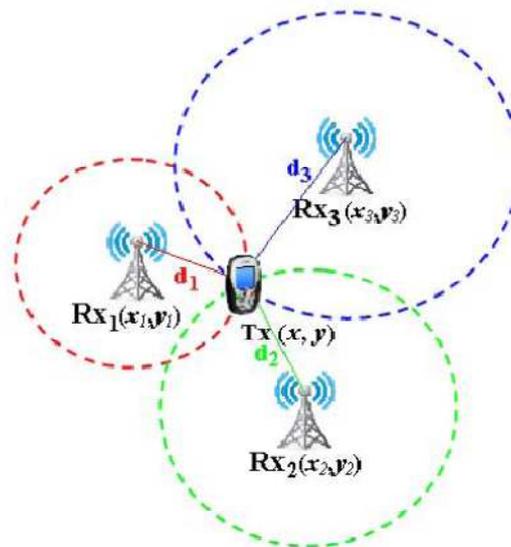


Figure 2.4 : Le principe de la trilatération

5.3. La multilatération

La multilatération est un procédé basé sur l'intersection des hyperboles dont les équations sont obtenues à partir de TDOA. La position en 2D peut être obtenue en utilisant un minimum de trois récepteurs [LIU07]. L'utilisation des M récepteurs permet d'obtenir les équations de $M - 1$ hyperboles, la position du mobile étant donnée définit par le point d'intersection de ces hyperboles. L'utilisation d'un nombre de récepteurs $M > 4$ conduit à un problème d'optimisation résolu généralement par la méthode des moindres carrés [SRI07]. Ce procédé est illustré dans la **Figure 2.5**.

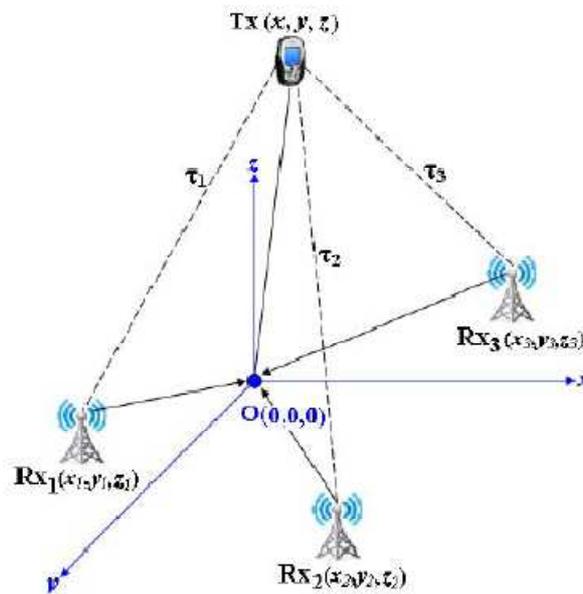


Figure 2.5 : Le principe de multilatération

Le système d'équations pour une configuration avec trois récepteurs est basé sur les différences entre les retards mesurés au niveau du chaque récepteur, qui sont exprimées par:

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} \right) \\ \tau_2 = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} \right) \\ \tau_3 = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2 + (z-z_3)^2} \right) \end{cases}$$

Pour chaque paire de récepteurs, connaissant la distance D qui les sépare, la TDOA appartient à une hyperbole dont l'équation est donnée par [BOC07]:

$$\frac{x_I^2}{a^2} + \frac{y_I^2}{b^2} + \frac{z^2}{b^2} = 1 \quad \text{Où} \quad a = \frac{d_i - d_j}{2\pi} \quad \text{et} \quad b = \sqrt{D^2 - a^2}$$

avec D la distance entre les récepteurs. L'intersection des hyperboles résultant des différents couples de récepteurs conduit à l'estimation de la position du mobile.

5.4. La méthode des moindres carrés

Les techniques de multilateration géométrique supposent que les mesures ne sont pas perturbées par du bruit. Les ambiguïtés d'estimation de la position introduites par la présence du bruit peuvent être contournées par l'utilisation de techniques heuristiques qui permettent d'intégrer d'une façon plus aisée un nombre plus important de récepteurs et améliorer ainsi la précision. De plus, il est possible de combiner des informations différentes (TOA, AOA, TDOA) dans un seul ensemble d'équations afin d'améliorer la précision.

Si on dispose d'un ensemble de M échantillons au niveau de différents récepteurs perturbés par du bruit et organisés sous la forme $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_M]^T$, on peut aboutir à l'estimation de la position par l'intermédiaire des méthodes statistiques. Le vecteur \mathbf{r} peut être exprimé sous la forme: $\mathbf{R} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) + \boldsymbol{\eta}$

Où $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = [f_1(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \ f_2(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \ \dots \ f_M(\mathbf{x}, \mathbf{y})]^H$ est un vecteur contenant les mesures non perturbées par du bruit et $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \ \eta_2 \ \dots \ \eta_M]$ est un vecteur bruit de moyenne nulle. Sa matrice de covariance est exprimée sous la forme $\mathbf{K} = \mathbf{E}\{\boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\eta}^H\}$.

Le problème à résoudre est de combiner les M échantillons de manière à minimiser les effets du bruit. Ce problème peut être résolu par la méthode des moindres carrés. Si on note $\mathbf{q} = [x, y]^H$, l'optimisation au sens des moindres carrés peut être exprimée sous la forme :

$$\hat{\mathbf{q}} = \arg \min_{\mathbf{q}} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{q})]^H [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{q})]$$

Si la matrice de covariance du bruit \mathbf{K} est connue, son inverse peut agir comme facteur de pondération permettant de mettre en évidence les mesures les moins affectées par le bruit.

On exprime ainsi un problème au sens des moindres carrés pondérés [MUN09]:

$$\hat{\mathbf{q}} = \arg \min_{\mathbf{q}} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{q})]^H \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{q})]$$

La fonction de coût, pouvant être exprimée en termes de la distance Euclidienne entre les points ou les directions d'incidence, est souvent non-linéaire. Des techniques numériques tel l'algorithme intérieur réflectif de Newton permettent de résoudre ce type de problème [MUN09]. Comme cette approche nécessite une puissance de calcul importante et peut conduire à des erreurs à cause d'une convergence vers des minimums locaux, une alternative consiste à linéariser $\mathbf{f}(\mathbf{q})$ autour d'un point de coordonnées connues $\mathbf{q}_0 = [x_0 \ y_0]^H$ par un développement en série de Taylor qui conduit à un problème des moindres carrés linéaire.

5.5. La méthode de la vraisemblance maximale

Une autre approche qui vise à éliminer les inconsistances du système d'équations non linéaires causées par les erreurs d'estimation des paramètres, est basée sur la vraisemblance maximale. On peut opter soit pour une approche directe, utilisant les équations non-linéaires, soit pour une version approximative qui, dans une étape préliminaire, linéarise les équations.

Dans le cas de l'utilisation de la TOA comme paramètre du système d'équations, le vecteur des retards mesurés à un réseau de M récepteurs est exprimé sous la forme:

$$\mathbf{T} = [t_1 \ t_2 \ \dots \ t_M]^T = \mathbf{T}_0 + \mathbf{e}$$

où \mathbf{T}_0 contient les vraies valeurs des retards et \mathbf{e} modélise les erreurs additives de mesure ou d'estimation. Ses éléments sont considérés comme des variables gaussiennes indépendantes de moyenne nulle et variance σ^2 et sa matrice de covariance est donnée par:

$$\mathbf{Q} = E\{\mathbf{e}\mathbf{e}^T\} = \text{diag}\{\sigma^2 \ \dots \ \sigma^2\}$$

Si on dénote par $\theta = [x_T \ y_T]^T$ la position de la station mobile, et le vecteur des distances entre l'émetteur et les récepteurs par $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_M]^T$ la fonction de densité de probabilité de \mathbf{T} en connaissant θ est exprimé sous la forme :

$$f(\mathbf{T} | \theta) = (2\pi)^{-\frac{M}{2}} [\det(\mathbf{Q})]^{-\frac{1}{2}} e^{-\frac{\mathbf{J}}{2}}$$

Où
$$\mathbf{J} = \left[\mathbf{T} - \frac{\mathbf{r}(\theta)}{c}\right]^T \mathbf{Q}^{-1} \left[\mathbf{T} - \frac{\mathbf{r}(\theta)}{c}\right]$$
 .

La valeur de θ qui minimise \mathbf{J} représente l'estimation au sens de vraisemblance maximale. Des approches similaires existent pour les équations basées sur la TDOA ou les angles.

5.6. La méthode d'identification des empreintes

Ils existent aussi des méthodes indépendantes de la géométrie des trajets qui ne font pas de supposition explicite sur l'existence du trajet direct, fonctionnant indépendamment de la configuration. C'est notamment le cas de la technique de cartographie radio (ou techniques des empreintes dans un réseau de capteurs). Cette technique consiste à identifier la signature du signal reçu parmi stockées dans une banque de données. Le procédé comporte deux étapes.

La première, dénommée phase hors ligne, est constituée par la création d'une base de données avec les caractéristiques mesurées par chaque récepteur du réseau à un ensemble d'emplacements représentatifs pour les positions possibles de l'objet mobile. Un maillage de la zone d'intérêt est effectué et, pour chaque noeud, les caractéristiques mesurées par chaque récepteur du réseau sont enregistrées. La **Figure 2.6** montre la cartographie en puissance du signal reçu pour un récepteur du réseau pour chaque noeud de la maille. L'environnement représenté dans cet exemple constitue un étage dans un immeuble composé de bureaux. Au niveau d'un noeud d'indice i , un vecteur contenant les puissances $\mathbf{p}_i = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_M]^T$ mesurées par chacun des M récepteurs du réseau sera enregistré dans la base des données. Afin d'améliorer les performances, plusieurs mesures peuvent être effectuées au niveau d'un même noeud pour différentes orientations de l'utilisateur, sa présence intervenant notamment dans le cas de la mesure de la puissance du signal reçu.

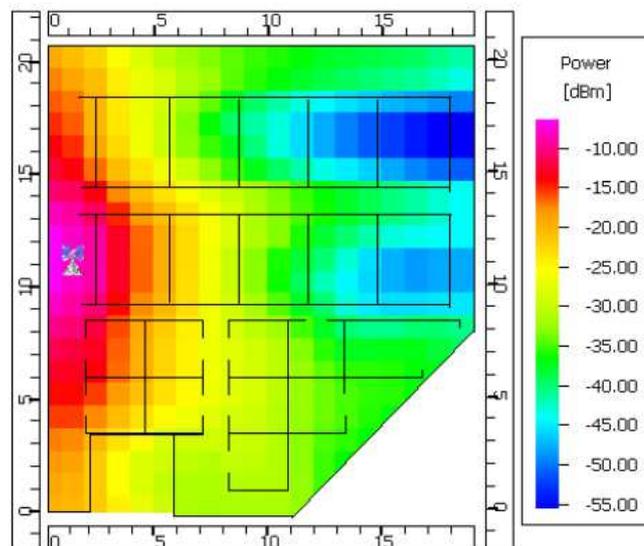


Figure 2.6: Le principe d'identification des empreintes

La phase en ligne consiste à trouver, à partir des caractéristiques mesurées de l'objet mobile, un correspondant dans la base de données à l'aide d'un algorithme de positionnement.

Ces algorithmes sont classés en deux catégories [ROX07]:

- Déterministes

- Le voisin le plus proche (VPP) dans la base de données des puissances (ou plus rarement la TOA) du signal enregistrées durant la phase hors ligne: la méthode consiste à calculer la distance euclidienne entre les caractéristiques mesurées dans la phase en ligne et celles stockées dans la base des données.

Le point pour lequel la distance euclidienne est minimale est considéré représentatif pour la position de l'objet mobile.

- La moyenne des k voisins les plus proches (k -VPP) dans l'espace puissance du signal reçu: cette méthode constitue une extension de la précédente permettant d'améliorer les résultats. Les coordonnées spatiales des k voisins plus proches en termes de puissance du signal reçu sont moyennées pour donner une estimation de la position de l'objet d'intérêt.

- Le plus petit polygone: cette méthode consiste à choisir un nombre de voisins rapprochés et à constituer des polygones à partir de leurs coordonnées spatiales connues. La position de l'objet mobile est donnée par le centre du polygone d'aire minimale dans l'ensemble de polygones.

- Probabilistes: ces techniques utilisent les distributions de la puissance du signal reçu au niveau de chaque récepteur du réseau. Elles essaient d'améliorer les performances des méthodes déterministes affectées par les problèmes de stationnarité de l'environnement de mesures. Dans la phase hors ligne la distribution de la puissance reçue est calculée pour chaque récepteur dans chaque noeud de la maille. Dans la phase en ligne, en disposant du vecteur contenant les puissances mesurées à l'ensemble des récepteurs, l'emplacement le plus probable est retrouvé en appliquant le critère de Bayes.

6. Conclusion

Dans la dernière décennie l'intérêt pour les applications de localisation n'a cessé de grandir et des systèmes grand public de localisation en espace libre tels le GPS ont déjà connu un déploiement à grande échelle. La Figure 2.7 ci-après extraite de [LIU07] donne une synthèse des principales techniques de localisation, de leurs performances et de l'environnement dans lesquels elles peuvent être appliquées.

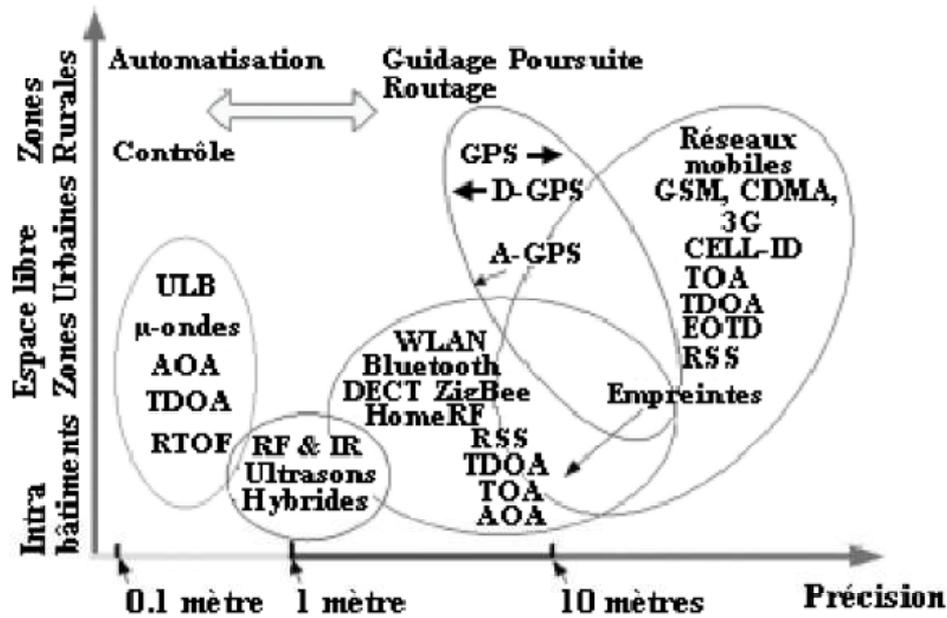


Figure 2.7: Les techniques principales de localisation basées sur l'exploitation des réseaux sans-fil [LIU07]

Les applications de localisation en espace libre ont des performances très faibles dans le cas d'une utilisation dans des environnements intra bâtiment. Malgré les avancées de la recherche dans le domaine de la localisation intra bâtiment, la possibilité de réaliser une localisation de précision dans les canaux intra-bâtiments reste un défi à l'heure actuelle et beaucoup d'efforts sont faits pour comprendre et modéliser les phénomènes intervenant dans le canal afin d'améliorer les performances des algorithmes et des systèmes développés.

Ce domaine étant relativement nouveau, des opportunités non explorées à présent permettent une contribution au développement des nouvelles méthodes de localisation. La compréhension et la modélisation du canal de propagation du point de vue de la localisation sont nécessaires, les modèles existants étant orientés vers des applications de communication.

Les principales méthodes de localisation existantes, permettant d'estimer la position du mobile à partir des paramètres tel que TDOA sont traitées dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III :
LES TECHNIQUES DE
LOCALISATION DES MOBILES

1. Introduction

Depuis que la FCC (Federal Communications Commission) a demandé aux opérateurs américains d'assurer la localisation de tout terminal appelant les services d'urgence (avec une précision de 125 m dans 67% des cas), les opérateurs s'intéressent de plus en plus à la localisation de mobile. Ils y voient un moyen de proposer de nouveaux services comme la tarification par zone, la recherche de services proches (hôtels, restaurants), etc. De plus, cela leur permettrait d'avoir un indicateur géographique du trafic, pratique pour l'optimisation de leur réseau.

Toutefois, bien que le nombre d'applications possibles soit important, la localisation de mobile n'a été prévue dans aucun système radio-mobile. C'est pourquoi, depuis quelques années, les opérateurs en ont fait un de leur sujet prioritaire de recherche. Plusieurs idées sont ainsi été proposées comme l'utilisation d'un récepteur GPS (Global Positioning Satellite) donnant la position du mobile à partir des temps d'arrivée de signaux issus de trois satellites. Cette solution, bien qu'étant d'une grande précision, n'est pas pour autant optimale. En effet, elle nécessite non seulement une visibilité directe du mobile avec trois satellites (ce qui pose un problème pour la localisation à l'intérieur des bâtiments, des reliefs montagneux...) mais représente également un coût non négligeable à la charge des opérateurs. C'est pourquoi, certains opérateurs préfèrent s'orienter vers les solutions n'utilisant que les signaux radio.

Notre thèse concerne les méthodes basées sur l'estimation de la distance entre le mobile et la station de base, obtenue à partir le temps de propagation. Trois mesures impliquant des stations de base (BS) différentes sont au minimum nécessaires pour déterminer la position du mobile.

D'autre approche concerne les méthodes basées sur l'estimation des angles d'arrivées(AOA). Celles-ci nécessitent l'installation d'antennes complexes et ne peut donc être envisagées qu'en liaison montante. Chaque AOA estimé définit une demi droite, de sommet la station de base concernée, sur laquelle se trouve le mobile. Deux mesures d'AOAs sont donc nécessaires pour localiser le mobile.

Enfin, la troisième approche concerne les méthodes dites conjointes utilisant simultanément l'estimation des angles et des retards. La localisation de mobile ne nécessite alors que l'écoute d'une seule BS.

2. Localisation par les mesures de champ

Que ce soit en GSM ou en UMTS [GRO03], il existe un certain nombre de données disponibles au niveau du réseau, qui sont utilisées pour contrôler la qualité de la liaison. Parmi ces données se trouve un paramètre qui varie avec la position du mobile : c'est le relevé des mesures RXLEV (reception level). Il représente les puissances, mesurées par le mobile, des signaux provenant de certaines stations de base (BSs). Il est codé sur 6 bits et représente les puissances de -110 dBm à -48 dBm par pas de 1dBm. Ce paramètre est très important car il permet au mobile d'évaluer la qualité de la liaison (MS-BS) et peut le conduire, le cas échéant, à changer de cellule pour améliorer sa transmission (procédure de handover).

Il concerne donc les stations de base situées au voisinage du mobile, qui sont appelées les voisines du mobile. Au niveau du système GSM, le nombre de voisines peut être de 6. En UMTS, ce nombre est en théorie plus important. L'idée serait donc d'utiliser ces mesures de puissances pour la localisation de mobile. Mais, pour cela, la connaissance d'un modèle de propagation est nécessaire pour relier les mesures de puissance à la position géographique. Nous allons dans le paragraphe suivant, définir les principaux modèles de propagation existant dans la littérature[THO01].

2.1 Les modèles de propagation

2.1.1 Phénomènes physiques rencontrés lors de la propagation du signal-radio

Le cas de la propagation d'un signal dans un espace libre a été très largement étudié : La puissance du signal s'atténue suivant l'inverse du carré de la distance. En comparaison, le cas du canal radio est beaucoup plus complexe car il doit tenir compte non seulement de l'affaiblissement dû à la propagation en espace libre mais également de l'affaiblissement dû à la présence d'obstacles (bâtiments, reliefs, camions...)[CAF98]. En effet, dans le canal radio-mobile, les ondes ne vont plus se propager uniquement en liaison directe, mais plutôt grâce à des réflexions sur des obstacles plans comme les façades de bâtiments, des diffractions sur l'arête des toits ou les coins de bâtiments, des diffusions sur la végétation ou encore des phénomènes de pénétration à travers les obstacles tels que les murs des bâtiments. Le problème est d'autant plus complexe, que les phénomènes physiques précédents seront différents suivant la taille des obstacles (comparée à la longueur d'onde : $\lambda = 15\text{cm}$ pour une fréquence $f = 2\text{ GHz}$), leur forme, leur propriété électrique, ou encore les conditions climatiques. De plus, à cela, s'ajoute le caractère fluctuant du canal qui est lié au déplacement du mobile, de l'environnement, ou encore à la présence temporaire de certains obstacles (camions)... Les signaux en réception sont donc composés d'une multitude de répliques du

signal émis qui ont été atténuées, retardées, déphasées différemment, en fonction des trajets suivis [PUB01].

2.1.2 Les modèles de propagation

Pour représenter le canal radio-mobile, on distingue principalement, dans la littérature, trois classes de modèles :

-Les modèles théoriques (appelés encore modèles déterministes) sont basés sur les lois fondamentales de la physique et qui font appel à des relations mathématiques complexes et donc difficiles à utiliser.

- Les modèles empiriques (appelés encore modèles statistiques) sont basés sur l'analyse statistique d'un grand nombre de mesures expérimentales et qui tiennent compte de différents paramètres tels que la hauteur des bâtiments, des BSs, du mobile...

L'exemple le plus connu est celui d'Okumura-Hata, qui est basé sur l'analyse statistique d'un grand nombre de mesures expérimentales effectuées à l'intérieur et à proximité de la ville de Tokyo. Pour ce modèle, l'expression de l'affaiblissement proposée dépend :

- de la fréquence qui peut varier dans l'intervalle (150MHz -1500MHz),
- de la hauteur effective de la BS h_b qui est comprise entre 30m et 200m, et de celle du mobile h_m comprise entre 1 et 10m,
- de la distance BS-MS qui peut varier de 1 à 20 km,
- et d'un terme correctif dépendant de la taille de la ville considérée et de la gamme de fréquences utilisée.

Il est vrai que ces modèles sont plus faciles à utiliser que les modèles théoriques. Ils ne nécessitent pas par exemple de bases géographiques. Toutefois, leur domaine de validité est souvent restreint : le modèle d'Okumura-Hata ne peut pas par exemple, être utilisé sur des distances inférieures à 1 km.

- la troisième classe de modèle concerne les modèles semi-empiriques qui permettent d'ajuster les paramètres de modèles physiques théoriques à l'aide de mesures expérimentales [PNO09] [GRO03].

D'autre part, pour faciliter la représentation des canaux radio-mobile, on a l'habitude de distinguer trois niveaux de variation de l'affaiblissement des signaux correspondant à trois échelles temporelles différentes :

- variations lentes,
- variations moyennes,
- variations rapides.

La figure ci-dessous illustre les trois niveaux de variation de l'atténuation.

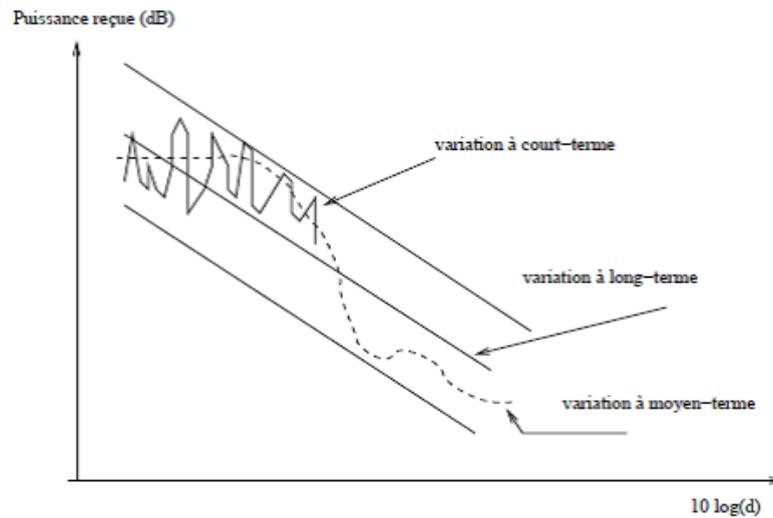


Figure 3.1 : Trois niveaux de variation de la puissance reçue en fonction de la distance MS-BS

- Les variations lentes (à grande échelle) qui sont souvent représentées par des modèles empiriques donnant les pertes moyennes de puissance en fonction de la distance. Différents types de modèle existent faisant intervenir des paramètres tels que la distance r entre le mobile et la station de base, les hauteurs des antennes, la fréquence f utilisée.
- Les variations moyennes correspondent à la prise en compte d'obstacles pouvant masquer la liaison entre le mobile et les BSs. Le terme de masquage ne représentant pas un aspect permanent du canal, il est classiquement associé à une variable aléatoire dont le logarithme suit une loi normale centrée d'écart type variant de 6 à 8dB selon les environnements.
- Quant aux variations rapides, elles sont classiquement représentées par un processus stochastique à valeurs complexes. Ce processus est généré à partir de deux variables Gaussiennes dont la densité spectrale de puissance $S(f)$ est donnée par un spectre de Doppler dont les caractéristiques tiennent compte notamment de l'existence du trajet direct et du type d'environnement considéré [HOL00].

2.2 Description du modèle de propagation

Le modèle de propagation qui a été choisi pour localiser le mobile, ne représente que les variations lentes de l'atténuation. Ce choix est justifié par le fait que les mesures de puissance fournies par le mobile correspondent à une puissance moyenne calculée sur une certaine durée. En effet, en GSM, un relevé de mesure correspond aux puissances moyennées pendant 480 ms. Le modèle qui a été choisi est basé sur la généralisation du modèle de propagation en espace libre :

$$P_r = P_e \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r^n} = \frac{P_e A_t}{r^n}$$

A_t représente la surface efficace de l'antenne considérée et λ désigne la longueur d'onde utilisée. Ce terme peut aussi tenir compte du gain de l'antenne considérée. Le paramètre n est représentatif de la densité des obstacles présents dans le milieu. Expérimentalement, ce paramètre varie entre 2 et 4 suivant l'environnement, (2 correspond à un environnement rural et 4 à un environnement urbain).

Le modèle de propagation choisi permet d'obtenir une solution explicite du problème de localisation à partir du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} P_{r1} &= \frac{P_{e1} A_t^1}{r_1^n} \\ \vdots & \\ P_{rU} &= \frac{P_{eU} A_t^U}{r_U^n} \end{cases}$$

où P_{r_i} et P_{e_i} représentent respectivement les puissances reçues et émises des signaux provenant des BSs. r_i désigne la distance séparant le mobile et la station de base i . Ce système d'équations est non-linéaire, nous allons proposer dans la suite une façon de linéariser ce système.

2.3 Résolution du système d'équations

Le système précédent peut donc s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} r_1^2 &= \left(\frac{P_{e1} A_t^1}{P_{r1}} \right)^{\left(\frac{2}{n}\right)} \\ \vdots & \\ r_U^2 &= \left(\frac{P_{eU} A_t^U}{P_{rU}} \right)^{\left(\frac{2}{n}\right)} \end{cases} \quad (1)$$

En remplaçant r_i par son expression en fonction des coordonnées du mobile ($x; y$) et de celles des différentes BSs ($x_i; y_i$):

$$r_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}$$

On obtient un système d'équation quadratique en x et y .

$$\begin{cases} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 &= \left(\frac{P_{e1} A_t^1}{P_{r1}} \right)^{\left(\frac{2}{n}\right)} = L_1(n) \\ \vdots & \\ (x - x_U)^2 + (y - y_U)^2 &= \left(\frac{P_{eU} A_t^U}{P_{rU}} \right)^{\left(\frac{2}{n}\right)} = L_U(n) \end{cases}$$

Ce système peut se linéariser en soustrayant à chaque équation une des équations, prise comme référence. On peut par exemple décider de choisir la première équation comme équation de référence, car les mesures de puissance de la serveuse correspondent à celles de plus forte intensité et peuvent être, par conséquent, considérées comme les mesures les plus fiables. Le nouveau système s'écrit :

$$\begin{cases} -2(x_2 - x_1)x - 2(y_2 - y_1)y = L_2(n) - L_1(n) - K_2 + K_1 \\ \vdots \\ -2(x_U - x_1)x - 2(y_U - y_1)y = L_U(n) - L_1(n) - K_U + K_1 \end{cases}$$

avec $K_i = x_i^2 + y_i^2$

La résolution de ce système qui nécessite au minimum 3 mesures de puissance différentes, permet de déterminer la position du mobile, sous l'hypothèse que le coefficient n soit connu. Ce coefficient représentatif de la densité des obstacles n'étant pas connu, nous proposons une méthode en 2 étapes pour le déterminer, qui est basée sur la minimisation du Critère des Moindres Carrés (CMC) associé au système (1) :

- La première étape consiste à balayer la plage de variation de n , et à déterminer, pour chaque valeur de n , les coordonnées $x; y$ données par le critère CMC. Sur l'ensemble des couples trouvés, on choisit le couple $x_{opt}; y_{opt}$ qui minimise le critère des moindres carrés CMC.
- La seconde étape consiste à trouver le coefficient n_{opt} qui minimise le critère CMC à partir de la connaissance du couple $x_{opt}; y_{opt}$ de l'étape précédente.

On peut renouveler plusieurs fois ces deux étapes et espérer ainsi converger vers le triplet $(x_{opt}; y_{opt}; n_{opt})$.

2.4 Les avantages

Le principal avantage des mesures de puissance est qu'elles sont prévues par la norme. Aucun ajout d'équipement supplémentaire, ni au niveau du mobile ni au niveau de la station de base, n'est par conséquent nécessaire. De plus, en général, plus de 3 mesures sont disponibles, ce qui peut permettre d'atténuer l'effet de certaines mesures erronées par triangulation. On pourrait éventuellement envisager d'utiliser les mesures de puissance pour pondérer d'autres mesures comme les temps d'arrivée ou les angles d'arrivée [GRO03].

3. Localisation par les temps de retards

3.1 Le principe

Il existe une autre approche permettant de déterminer la distance MS-BS basée sur l'estimation des temps d'arrivée (TOA : Time Of Arrival). Deux stratégies sont possibles [BOR03],[LAI01] :

CHAPITRE III : LES TECHNIQUES DE LOCALISATION DES MOBILES

- Soit l'estimation des temps d'arrivée s'effectue sur les signaux de la liaison montante.
- Soit l'estimation des temps d'arrivée est réalisée sur les signaux de la liaison descendante.

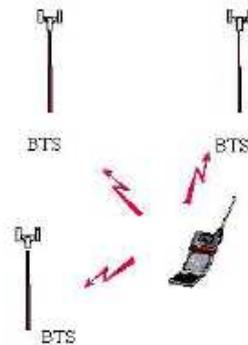


Figure 3.2 : Estimations des TOAs au niveau des BSs.

Sous l'hypothèse de l'existence d'un trajet direct (LOS), la connaissance du temps de propagation (τ) relatif à ce trajet permet de restreindre la position du mobile à un cercle dont le centre est la BS concernée et le rayon est égal à $(c\tau)$, où c est la vitesse de l'onde. Pour obtenir la position du mobile, trois mesures de temps de propagation associées à des BSs différentes sont nécessaires ; le mobile se trouve alors à l'intersection de trois cercles.



Figure 3.4 : Estimations des TOAs au niveau du mobile.

Toutefois, en pratique, seuls les temps d'arrivée (notés t_i) des signaux sont accessibles. Ils sont reliés aux temps de propagation (τ_i) par la relation suivante : $\tau_i = c(t_i - t_o)$ où t_o représente l'instant d'émission des signaux correspondant à la référence temporelle entre le mobile et les BSs. A priori, l'instant t_o n'est pas connu. Le problème de localisation à résoudre comporte donc trois inconnues :

CHAPITRE III : LES TECHNIQUES DE LOCALISATION DES MOBILES

➤ Les coordonnées géographiques $(x; y)$ du mobile. La cote z n'est pas prise en compte car le mobile est supposé se déplacer dans un plan. Cette hypothèse n'est pas contraignante dans la plupart des situations, exceptions faites des paysages vallonnés (montagnes) et des hauts bâtiments.

➤ Le temps t_0 .

Le problème s'écrit, alors, à l'aide du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} r_i &= \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} \\ &= c(t_i - t_0) \end{cases}$$

où

➤ t_i est le temps d'arrivée associé à la $i^{\text{ème}}$ station de base.

➤ $(x_i; y_i)$ sont les coordonnées de la $i^{\text{ème}}$ BS.

Implicitement, ces équations supposent que les stations de base soient synchronisées entre elles, i.e. qu'elles possèdent une horloge temporelle commune. Cette hypothèse n'est pas actuellement prévue dans la norme UMTS-FDD. Un dispositif extérieur doit donc être ajouté, le LMU (Local Measurement Unit), pour permettre la synchronisation des stations de base du réseau.

Il est possible de considérer un autre système d'équations, dit hyperbolique, basé sur les différences de temps d'arrivée $t_{i,j} = t_i - t_j$ (Time Difference Of Arrival : TDOA) qui présente l'avantage de s'affranchir des erreurs communes aux BSs de synchronisation.

Ce nouveau système, qui comporte une équation de moins que le système classique, est donné par :

$$\begin{cases} r_{i,j} &= \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} - \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2} \\ &= c(t_i - t_j) \quad i \neq j \end{cases}$$

Géométriquement, à chacune de ces équations, on peut associer une hyperbole dont les foyers sont les deux stations de base considérées. C'est pourquoi, deux mesures de TDOA (correspondant à trois mesures de TOA) permettent de déterminer la position du mobile comme l'intersection de deux hyperboles. Cependant, les temps d'arrivée étant souvent erronés (erreurs de mesure, d'estimation, ou encore absence de trajet direct), il est préférable de disposer de plus de trois mesures de TOA ou encore de plus de deux mesures de TDOA. En effet, cela permet, souvent d'améliorer la précision de la localisation, en atténuant l'effet de certaines mesures erronées. La précision de la localisation dépend de l'efficacité de l'algorithme de triangulation choisi. Ce dernier doit fournir une solution non seulement

précise mais également unique pour éviter toute ambiguïté. Beaucoup d'algorithmes ont été proposés avec des complexités et des contraintes différentes. Une liste non-exhaustive des méthodes existantes est proposée.

3.2 Méthodes de triangulation

Quelque soit le système d'équations considéré [PON09] : hyperbolique, classique..., il s'agit d'un système non-linéaire et par conséquent difficile à résoudre. Deux stratégies sont alors envisageables :

- Soit, on cherche une solution explicite au problème,
- Soit, on fait appel à une approche itérative.

Notons que la nature de la solution dépend fortement du nombre d'équations disponibles.

En effet, l'approche sera différente si le nombre d'inconnues est égal ou supérieur au nombre d'équations. Dans le premier cas, on parle d'un système consistant et dans le deuxième cas d'un système surdéterminé ou non-consistant.

3.2.1 Solutions itératives

Classiquement, la résolution des problèmes non-linéaires est obtenue par la minimisation d'un critère des moindres carrés ou encore des moindres carrés pondérés réalisée à l'aide d'un algorithme itératif. Ce type d'approche permet en général d'obtenir une solution plus précise que celle donnée par les algorithmes non-itératifs, mais demeure plus coûteux en terme de calcul. Or, pour certaines applications comme les appels d'urgence, la rapidité est un critère de performance. Un compromis doit donc être réalisé entre précision et complexité. Une façon de simplifier l'implémentation consiste à linéariser le système d'équations. L'une des solutions proposée s'appuie sur le développement en série de Taylor du TDOA au premier ordre [RAHO0].

$$\begin{aligned}r_{i,1}(x, y) &= r_{i,1}(x_v + \delta x, y_v + \delta y) \\ &\approx r_{i,1}(x_v, y_v) - \left(\delta x \frac{\partial}{\partial x} + \delta y \frac{\partial}{\partial y} \right) r_{i,1}(x, y) \Big|_{x=x_v, y=y_v}\end{aligned}$$

Où $(x; y)$ désigne les coordonnées de la position exacte du mobile, et $(x_v; y_v)$ leur estimation à un instant donné. Les coordonnées $(x; y)$ sont données en fonction de $(x_v; y_v)$ par :

$$x = x_v + \delta x$$

$$y = y_v + \delta y$$

Cette approche est efficace sauf dans des cas extrêmes où le terme du second ordre ne peut plus être négligé ; c'est le cas par exemple, d'un mobile très proche de sa serveuse. D'autre part, même en linéarisant le système d'équation, le nombre d'itérations peut rester très élevé.

En conclusion, bien qu'une approche itérative permette souvent d'améliorer la précision des estimations, elle reste une approche complexe à mettre en œuvre. De plus, la solution obtenue dépend fortement du choix de l'initialisation. C'est pourquoi, il est judicieux d'utiliser une des solutions explicites du problème pour initialiser l'algorithme itératif choisi.

3.2.2 Solutions explicites

Cas d'un système consistant

Il est possible de fournir une solution exacte au problème dans le cas où le système est consistant [CHA94]. La solution proposée s'appuie sur la relation liant la distance entre le mobile et la station i (notée r_i) à la distance reliant le mobile avec la station serveuse (notée r_1):

$$r_i^2 = (r_{i,1} + r_1)^2$$

où $r_{i,1} = r_i - r_1$. En remplaçant r_1 par son expression en fonction des coordonnées du mobile, on peut écrire :

$$r_{i,1}^2 + 2r_{i,1}r_1 + r_1^2 = x^2 + y^2 - 2x_i x - 2y_i y + x_i^2 + y_i^2$$

En soustrayant de cette équation l'équation donnant r_1 en fonction des coordonnées du mobile et de la BS₁, on obtient :

$$r_{i,1}^2 + 2r_{i,1}r_1 = -2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y + x_i^2 + y_i^2 - x_1^2 - y_1^2$$

Si trois mesures de TOAs sont disponibles, le nouveau système comporte deux équations linéaires en x ; y et r_1 .

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} \end{pmatrix}^{-1} \left[\begin{pmatrix} r_{2,1} \\ r_{3,1} \end{pmatrix} r_1 + \frac{1}{2} \begin{pmatrix} r_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ r_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{pmatrix} \right]$$

Où $K_i = x_i^2 + y_i^2$. Il peut se résoudre en remplaçant x ; y par leur expression en fonction de r_1 . On obtient une équation du second degré en r_1 :

$$r_1^2 = (x \ y) \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} - (2x_1 \ 2y_1) \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + (x_1 \ y_1) \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix}$$

Deux valeurs de r_1 sont alors possibles. Le choix se porte sur la valeur donnant une position du mobile dans la zone couverte par la BS serveuse.

Cas d'un système non-consistant

Dans le cas d'un système comportant plus d'équations que d'inconnues [CHA94], plusieurs solutions explicites ont été proposées dont :

- une première méthode proposée, correspond à un estimateur approché du maximum de vraisemblance.

- Une autre méthode comparable à celle proposée pour la triangulation des mesures de puissance, qui consiste à transformer le système non-linéaire de départ en un nouveau système linéaire.

Principe de la méthode de linéarisation :

Les équations du système initial sont :

$$\{ c^2(t_i - t_0)^2 = x^2 + y^2 - 2x_i x - 2y_i y + x_i^2 + y_i^2.$$

où t_0 est l'instant de l'émission. En soustrayant chaque équation par une équation de référence, le nouveau système d'équations devient linéaire en x ; y et t_0 :

$$\{ c^2(t_1^2 - t_2^2) + 2ct_0(t_2 - t_1) = 2xx_{i,1} + 2yy_{i,1} + K_1 - K_2.$$

4 TOAs sont nécessaires pour résoudre ce nouveau système.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'estimation des temps de retard.

3.3 Techniques d'estimation des temps de retards

3.3.1 Choix de la liaison descendante

L'estimation des temps d'arrivée peut s'effectuer soit sur les signaux de la liaison montante soit sur ceux de la liaison descendante [SUN05],[SHA12].

Notre choix s'est porté sur la liaison descendante pour deux raisons :

- Premièrement, il existe un canal de contrôle commun à tous les mobiles en liaison descendante qui est transmis avec une puissance relativement élevée.
- 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.

3.3.2 Difficultés rencontrées

La particularité des systèmes UMTS-FDD par rapport aux systèmes de la seconde génération (GSM, GPRS...) est que tous les utilisateurs, respectivement toutes les BSs, transmettent leurs signaux simultanément et sur la même bande de fréquence. Pour limiter les interférences, un contrôle de puissance est réalisé sur l'ensemble des signaux émis. Ceci a pour effet de limiter la portée géographiquement des signaux et pose donc un problème pour les méthodes de localisation basées sur les TOAs qui nécessitent l'écoute d'au moins trois BSs.

Notons que les conséquences du problème dit d'écoute (Near Far Problem (NFP)) sont d'autant plus importantes que l'estimation du canal permettant d'obtenir les TOAs est réalisée par un estimateur de type Rake qui n'est pas robuste aux interférences. Les techniques

efficaces de suppression d'interférences ne peuvent pas être envisagées en liaison descendante car le mobile ne connaît pas les signatures des autres utilisateurs.

Plusieurs solutions ont alors été proposées comme l'introduction d'Idle Periods (IP) correspondant à des périodes de silence durant lesquelles seule une station de base est autorisée à émettre. Ces périodes d'une durée de 5 à 10 symboles par trame doivent permettre au mobile d'écouter des BSs éloignées.

Il est clair que cette solution n'est pas optimale car elle réduit considérablement la capacité du réseau. C'est d'ailleurs pourquoi, la fréquence prévue de ces périodes est faible (un IP toutes les 30 ms) et ne permet pas par conséquent d'obtenir beaucoup d'estimations.

C'est pourquoi, nous proposons d'autres alternatives basées sur des estimations de canal plus robustes aux interférences que celles correspondant au Rake.

3.3.3 Modélisation de la liaison descendante de l'UMTS

Considérons une station de base c qui communique avec K^c mobiles. Celle-ci transmet simultanément, à chaque slot l [BAR07] :

- Une séquence QPSK (notée $d_{l,0}^c$) 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 $d_{l,k}^c$ destinées respectivement aux K^c utilisateurs de la cellule.

Chaque symbole est étalé par une séquence BPSK périodique notée c_k^c de période $N = 2^b$ chips avec $b = \{1 \dots 8\}$ issue de la famille orthogonale de Walsh Hadamard. Une séquence différente est attribuée à chaque utilisateur, afin de pouvoir différencier leurs signaux.

Les séquences obtenues sont finalement mélangées par le même code long aperiodique que l'on notera $s_l^c(n)$. Ces codes de scrambling, sélectionnés dans la famille de Gold, permettent de distinguer les signaux provenant de cellules différentes.

La séquence de scrambling étant aperiodique, l'expression de la séquence destinée à l'utilisateur k de la cellule c nécessite de considérer chaque chip i de chaque symbole n appartenant au slot l [XIN02]. Elle est donnée par :

$$b_{l,k}^c(nN + i) = d_{l,k}^c(n) c_k^c(i) s_l^c(nN + i)$$

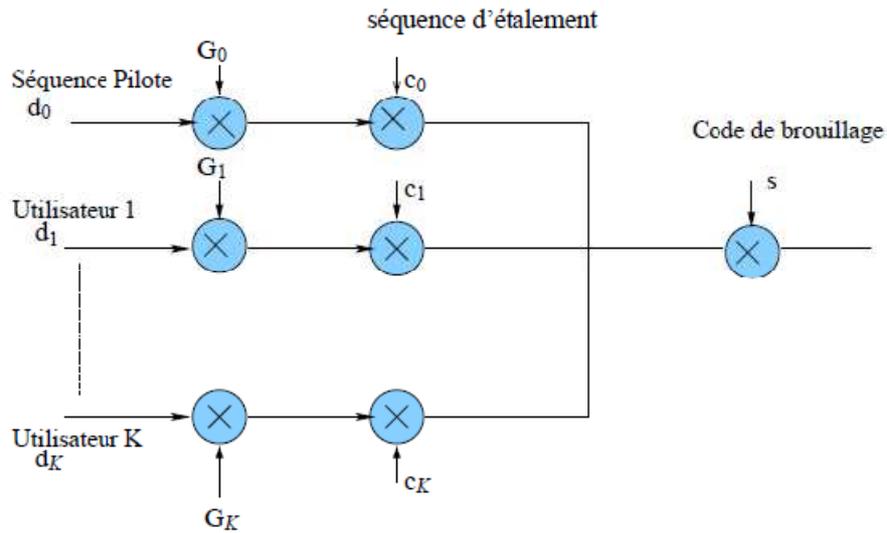


Figure 3.5 : Signaux de la liaison descendante.

3.3.4 Modèle du canal

Les signaux émis par la station de base interagissent avec l'environnement extérieur par des réflexions, des réfractions, des diffractions. Les signaux qui en résultent sont la somme de plusieurs composantes (R) correspondant à des répliques de la séquence émise retardées et atténuées différemment[ALS04]. La réponse impulsionnelle est alors donnée par :

$$h(t) = \sum_{l=1}^{R(t)} \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l(t))$$

La dépendance en temps du nombre de composantes présentes dans le signal, de leur atténuation ou encore de leur retard s'explique par le caractère variable du canal qui est lié au déplacement des objets (mobile, environnement).

Des travaux récents sur l'évolution temporelle des temps de retard ont montré que la cohérence temporelle des retards était beaucoup plus grande que celle des amplitudes complexes associées aux évanouissements rapides notées α . Sur une certaine période d'observation, on pourra donc supposer que les temps de retards restent constants, ainsi que le nombre de trajets considérés.

Le slot l du signal reçu par le mobile recherché provenant de la BS c s'écrit après avoir traversé le canal radio.

$$x_l^c(t) = \sum_{k=0}^{k^c} G_k^c \sum_{r=1}^{R^c} \sum_{i=1}^{N_r N-1} \alpha_{r,l}^c(t) b_{l,k}^c(i) g(t - iT - \tau_r^c(t))$$

où G_k^c représente la puissance du signal associé au $k^{\text{ième}}$ utilisateur de la cellule c (il est donné par la procédure de contrôle de puissance). Pour chaque BSc, R^c trajets caractérisés

respectivement par leur retard τ^c , et leur coefficient d'atténuation sont considérés désigne le filtre global, (la fonction de mise en forme suivie du filtre de réception). La fonction de mise en forme utilisée est la racine carrée d'un cosinus sur-élevé de roll-off 0.22.

Supposons que le mobile recherché reçoive les signaux provenant de C stations de base, le signal global reçu s'écrit avec l'ajout d'un bruit additif w_l :

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

Après le filtre de réception, le signal est échantillonné au rythme T_c . $x_l(n)$ désigne l'échantillon obtenu au temps nT_c .

Nous allons maintenant nous intéresser à l'estimation des temps d'arrivée obtenue à partir de plusieurs estimations robustes du canal. Les deux critères de performance qui seront utilisés sont :

- la précision (par exemple dans le cas de l'UMTS-FDD, une erreur de l'ordre du temps chip correspond à une erreur de 73 mètres) ;
- le coût de calcul, critère particulièrement important en liaison descendante où le traitement est à priori réalisé au niveau du mobile.

Des simulations ont été réalisées et ont permis d'apprécier l'impact de différentes estimations de canal sur les performances de la localisation.

3.3.5 Estimation robuste des paramètres du canal

Classiquement, l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal est réalisée à partir de corrélations entre le signal reçu et des versions décalées du pilote de la cellule considérée [WRY01].

L'estimation du canal associé à la cellule c s'écrit pour le slot l :

$$\hat{h}_l^c(k) = \frac{1}{N_s N} \sum_{i=0}^{N_s N - k} x_l(i+k) b_{l,0}^{c*}(i)$$

Cette estimation n'est pas robuste au problème d'écoute. C'est pourquoi, d'autres solutions ont été proposées comme l'insertion de périodes de silence au cours desquelles seule une BS est autorisée à émettre. Cette solution, n'est pas optimale car non seulement elle réduit la capacité du réseau, mais elle ne permet pas non plus d'obtenir beaucoup d'estimations du canal pour l'estimation des TOAs. Pour ces raisons, nous proposons une autre alternative basée sur des estimations de canal plus robustes aux interférences. Les estimateurs qui ont été retenus, sont les suivants :

- Tout d'abord, nous proposons d'utiliser la matrice de covariance consistante du canal à travers une estimation de Wiener Modifié que l'on notera (MW),
- Deuxièmement, nous proposons de réduire la taille du vecteur canal, en projetant la réponse impulsionnelle sur le 'sous-espace signal' de la matrice de covariance.
- Troisièmement, nous proposons de supprimer le canal pilote de la station serveuse pour permettre une meilleure estimation des canaux des stations de base lointaines.

3.3.5.1 Estimation de canal utilisant MW

Classiquement, on suppose que l'estimation de la réponse impulsionnelle s'écrit à partir de la réponse exacte par [GRO03] :

$$\hat{\mathbf{h}}_l^c = \mathbf{h}_l^c + \mathbf{e}_l^c$$

Où

$\mathbf{h}_l^c \triangleq [h_l^c(0) \cdots h_l^c(L-1)]^T$ est le vecteur contenant les échantillons de la réponse impulsionnelle exacte, LT_c représentant la longueur du canal et \mathbf{e}_l^c désigne le vecteur contenant l'erreur d'estimation qui est souvent supposée indépendante de \mathbf{h}_l^c .

La matrice de covariance du canal notée Γ^c , définie par :

$$\Gamma^c = E(\mathbf{h}_l^c \mathbf{h}_l^{cH})$$

est alors classiquement approximée par

$$\hat{\Delta}_\infty^c = \frac{1}{J} \sum_{l=1}^J \hat{\mathbf{h}}_l^c \hat{\mathbf{h}}_l^{cH}$$

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 UMTSFDD, 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:

$$\hat{\Gamma}^c = \hat{\Delta}_\infty^c - \frac{1}{N_s N} \hat{\mathbf{R}}_{x,\infty}$$

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

$$\hat{\mathbf{R}}_{x,\infty} = \frac{1}{J N_s N} \sum_{l=1}^{l=J} \sum_{i=0}^{N_s N - L} \mathbf{x}_{l,L}(i) \mathbf{x}_{l,L}^H(i)$$

avec $\mathbf{x}_{l,L}(i)$ le vecteur de dimension L défini par :

$$\mathbf{x}_{l,L}(i) = [x_l(i), \dots, x_l(i+L-1)]^T$$

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

$$\lim_{J \rightarrow \infty} \frac{1}{J} \sum_{l=1}^J E(\|\mathbf{h}_l^c - A^c \hat{\mathbf{h}}_l^c\|^2)$$

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

$$\bar{\mathbf{h}}_l^c = \hat{\Gamma}^c \hat{\Delta}_{\infty}^{c-1} \hat{\mathbf{h}}_l^c$$

3.3.5.2 Estimation de canal par projection sous-espace

Toutefois, les performances de l'estimateur précédemment décrit peuvent être faibles par rapport à l'estimateur Wiener théorique surtout lorsque le nombre de slots utilisé est faible. Autre propose d'utiliser une procédure de réduction du rang de la matrice de covariance du canal. Γ^c étant de rang déficient, le vecteur canal est alors donné par :

$$\mathbf{h}_l^c = \mathbf{U}^c \mathbf{g}_l^c$$

où \mathbf{U}^c représente la matrice construite à partir des R^c vecteurs propres de Γ^c .

Le nouveau vecteur canal \mathbf{g}_l^c , obtenu après la réduction de rang, peut lui aussi être estimé en utilisant l'estimateur de type Wiener précédemment décrit.

$$\bar{\mathbf{g}}_l^c = \hat{\Omega}^c \hat{\Lambda}_{\infty}^{c-1} \hat{\mathbf{g}}_l^c$$

$$\begin{aligned} \text{où } \hat{\Omega}^c &= \mathbf{U}^{cH} \hat{\Gamma}^c \mathbf{U}^c \\ \hat{\Lambda}^c &= \mathbf{U}^{cH} \hat{\Delta}_{\infty}^c \mathbf{U}^c \\ \hat{\mathbf{g}}_l^c &= \mathbf{U}^{cH} \hat{\mathbf{h}}_l^c \end{aligned}$$

3.3.5.3 Estimation de canal après suppression du signal pilote de la serveuse

On peut également envisager de supprimer le canal pilote de la serveuse afin d'améliorer l'estimation des canaux associés aux BSs éloignées. Cette idée est motivée par le fait que dans le standard UMTS-FDD, le signal pilote représente approximativement 20% de la puissance totale de la cellule. Par conséquent, lorsque le mobile est très proche de sa station serveuse, la puissance du canal pilote est largement dominante sur les puissances des autres signaux. La suppression du canal pilote est effectuée selon la procédure suivante :

$$\bar{x}_l(i) = x_l(i) - \hat{p}_i^1(i)$$

où \hat{p}_l^1 représente l'estimation du signal pilote de la serveuse (la serveuse correspond à la station de base notée 1) :

$$\hat{p}_l^1(i) = \sum_{k=0}^{L-1} \hat{h}_l^1(k) b_{l,0}^1(i-k)$$

Enfin, pour les stations de base éloignées ($c = 2; \dots; C$), l'estimation du canal est obtenue par :

$$\tilde{h}_l^c(k) = \frac{1}{N_s N} \sum_{i=0}^{N_s N - k} \tilde{x}_l(i+k) b_{l,0}^{c*}(i)$$

3.3.6 Estimation des temps d'arrivée

Pour chaque cellule, sous l'hypothèse d'un trajet direct, 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[SAT06].

Nous proposons d'identifier les différents trajets en moyennant les coefficients du canal qui ont été estimés sur J périodes d'observations soit par l'estimateur RAKE, soit par un estimateur dérivé du RAKE, de la façon suivante :

$$\hat{h}_m(k) = \frac{1}{J} \sum_{i=1}^J |\hat{h}_l^c(k)|, \text{ pour } k = 0 \dots L-1$$

Cette moyenne permet de faire apparaître les pics de puissance correspondant aux différents trajets[BAR07]. Le TOA recherché correspond alors au premier pic de puissance identifié.

La précision de l'estimation est donc liée :

- à la période d'échantillonnage T_e choisie. En effet, en fixant la période d'échantillonnage, la précision obtenue par un estimateur de canal de type Rake ne peut être inférieure à $T_e/2$

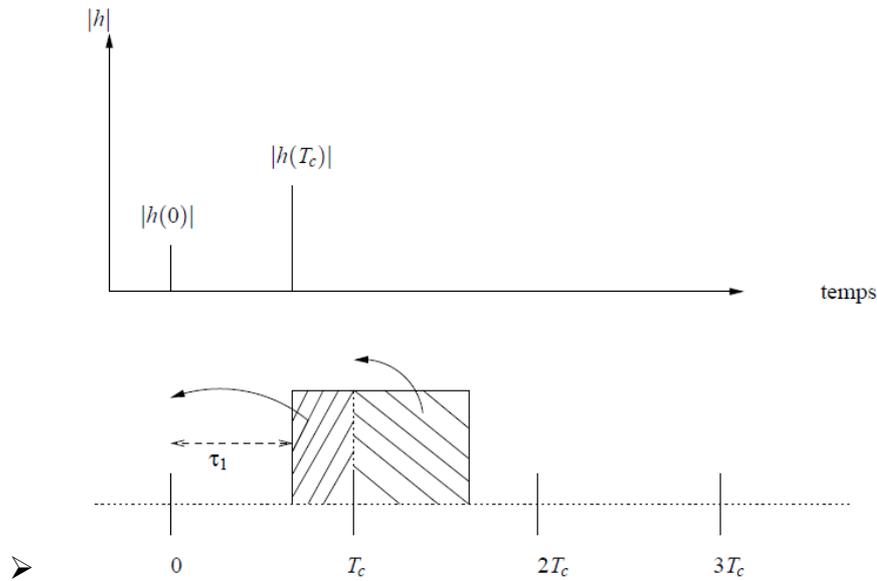


Figure 3.6 : Précision de l'estimateur Rake

- au pouvoir de résolution de l'estimateur, (à la possibilité de pouvoir séparer les deux premiers trajets), lié non seulement à l'intervalle de temps qui sépare les deux premiers trajets mais également à leur puissance relative. En effet, si la puissance du second trajet est plus importante que celle du premier trajet et que l'intervalle de temps les séparant est inférieur au temps T_c , l'approche proposée ne permettrait de détecter que le second trajet.

Pour augmenter la précision de l'estimation des TOAs, il faut :

- augmenter le facteur de sur-échantillonnage.
- utiliser une méthode haute-résolution de type MUSIC. Rappelons que l'algorithme MUSIC est basée sur la décomposition de la matrice de covariance du canal Γ^c (de taille L) en un sous-espace propre signal et un sous-espace propre bruit, de dimension respective R^c et $L - R^c$.

Sous l'hypothèse que les coefficients d'atténuation du canal, notés σ_r^c soient des variables aléatoires Gaussiennes et indépendantes de puissances et que les retards soient constants sur la période d'observation, la matrice de covariance du canal est donnée par :

$$\Gamma^c = \sum_{r=1}^{R^c} \sigma_r^c \mathbf{r}(\tau_r^c) \mathbf{r}(\tau_r^c)^H$$

où $\mathbf{r}(\tau)$ est défini par :

$$\mathbf{r}(\tau) \triangleq [g(-\tau), g(T_c - \tau), \dots, g((L-1)T_c - \tau)]^T$$

Les TOAs associés aux différents trajets sont, pour la cellule c , donnés par les R^c plus grands pics du spectre MUSIC $\hat{P}(\tau)$ défini par :

$$\hat{P}(\tau) = \frac{\mathbf{r}^H(\tau)\mathbf{r}(\tau)}{\mathbf{r}^H(\tau)\hat{\mathbf{E}}_n^c\hat{\mathbf{E}}_n^{cH}\mathbf{r}(\tau)}$$

où la matrice $\hat{\mathbf{E}}_n^c$ contient les estimations des vecteurs propres associés au sous espace bruit de la matrice du canal $\hat{\mathbf{\Gamma}}^c$ (ou $\hat{\mathbf{\Delta}}_n^c$).

De plus, il existe une autre source d'erreur, qui peut dégrader les performances d'estimation : c'est la présence de "faux" pics correspondant à la présence de bruit. Il est nécessaire d'effectuer un seuillage afin de se débarrasser de ces "faux" pics et de ne retenir que ceux correspondant à des trajets. Le choix du seuil est très important car il peut fortement diminuer les performances du corrélateur : 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" pics ne correspondant à aucun trajet. Dans les faits, il est souvent choisi de façon empirique.

Une fois l'estimation des TOAs réalisée, la position du mobile est obtenue par la méthode de triangulation linéaire.

3.4 Problème d'absence de trajet direct

3.4.1 Enoncé du problème

L'hypothèse de l'existence d'un trajet direct est très souvent faite, notamment pour les techniques de localisation basées sur les TOAs[GRU01]. Or l'absence de trajet direct est une des caractéristiques principales du canal radio-mobile. Il constitue, par conséquent, une source d'erreur importante pouvant être à l'origine d'une dégradation des performances de localisation. Il s'agit d'un problème d'autant plus délicat qu'il est difficile à identifier.

Généralement pour en atténuer l'impact, on préfère déterminer la position du mobile en considérant plus de mesures de TOAs que nécessaires (plus de trois mesures). On peut ainsi espérer améliorer les performances de la localisation en réduisant le poids de certaines mesures erronées ; en particulier, si la configuration des BSs est telle que les erreurs au niveau des temps d'arrivée se compensent entre elles. Toutefois, cette approche peut présenter des limites, notamment si une seule des mesures est erronée et les autres sont peu bruitées. En effet dans ce cas, considérer toutes les mesures dans la triangulation diminuerait les performances de la localisation.

La solution idéale consisterait à identifier les trajets non-direts et à reconstituer les trajets directs à partir des mesures associées à ces trajets non-direts. Cette approche, si elle était

réalisable, permettrait de bénéficier pleinement des avantages de la triangulation. Autres ont proposé une technique dans ce sens. Elle est basée sur le modèle suivant donnant la position du mobile à la BS_i :

$$r_m(t_i) = L_m(t_i) + \mu_m(t_i) + NLOS(t_i)$$

A l'instant m, la distance estimée $r_m(t_i)$, correspondant au temps d'arrivée t_i , est égale à la distance exacte $L_m(t_i)$ à laquelle s'ajoute :

- premièrement un bruit blanc Gaussien de moyenne nulle et de variance σ_m représentant les erreurs de mesure autres que celles correspondant à l'absence de trajet direct,
- et deuxièmement un biais positif de déviation maximale β_m , représentant l'erreur due à l'absence de trajet direct.

Les valeurs des paramètres σ_m et β_m ont été données grâce à des mesures terrain réalisées par NOKIA. La méthode proposée ne pouvant pas être vérifiée, nous proposons une autre solution au problème d'absence de trajet direct qui consiste à vérifier la cohérence des mesures entre elles.

3.4.2 Solution proposée

Principe

La méthode proposée est basée sur les deux constats suivants :

- si l'on dispose de trois mesures de TOAs (t_i ; t_j ; t_l) peu bruitées, la position obtenue sera cohérente avec chaque mesure de TOA disponible, la différence, notée $\xi_{i;j;l}^k$, entre les 2 expressions suivantes, donnant la distance séparant le mobile et la station de base k , sera faible :

-La première expression est celle utilisant la position, notée $(x_{i;j;l}; y_{i;j;l})$, obtenue par la méthode de triangulation choisie ;

-La deuxième expression est donnée par le temps d'arrivée lié à la BS k . Cette différence s'écrit :

$$\xi_{i;j;l}^k = \left\| \sqrt{((x_{i;j;l} - x_k)^2 + (y_{i;j;l} - y_k)^2)} - c(t_k - t_0) \right\|$$

-Si dans un cas contraire, une des mesures de TOA utilisée était fortement erronée (trajet non-direct), la position obtenue par triangulation ne serait pas cohérente avec chacune des mesures de TOA et l'erreur $\xi_{i;j;l}^k$ serait plus importante.

La valeur $\xi_{i;j;l}^k$ pourrait donc constituer un bon indice permettant d'évaluer la cohérence des mesures de TOAs entre elles. Nous proposons donc de l'utiliser pour sélectionner les trois mesures de TOAs les plus cohérentes pour obtenir la position du mobile. Les mesures de TOA paraissant les plus erronées ne seront pas ainsi prises en compte dans la triangulation.

4. Localisation par TA

4.1. La structure du trame radio et temps

3GPP specification TS 36.211 Canaux Physiques et Modulation décrit la structure standard du trame Radio. L'organisation temporelle de l'UMTS est basée sur une super trame de 720 ms, comportant elle-même 72 trames de 10 ms[AKK06]. Chaque trame de 10 ms est divisée en 15 slots de 667 μ s.

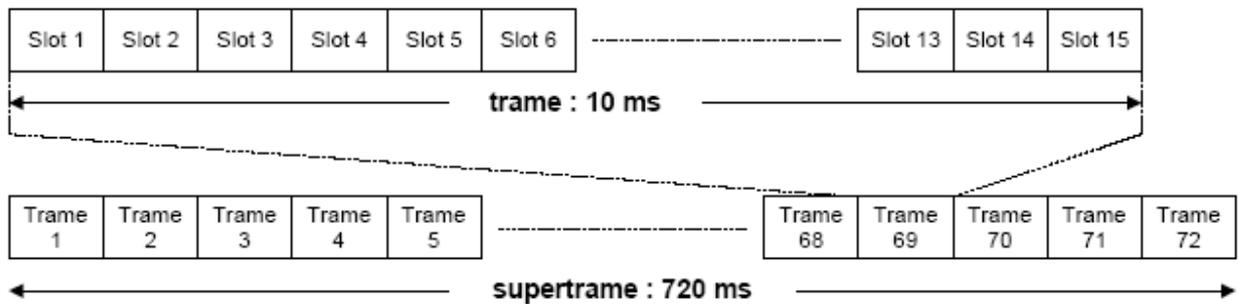


Figure 3.7: Structure de trame de l'UMTS

4.2 Calcul du TA

3GPP TS 36.213 *Physical layer procedures* fournit un perfectionnement dans l'ajustement du délai de transmission, ou le TA command indique le changement du temps uplink relative au temps uplink actuel comme multiple de $16T_s$. Dans le cas de RAR, 11bit sont alloués au champ TA command T_A indique les valeurs de N_{TA} par valeur de index de TA de $T_A=0,1,2,\dots,1282$, et le temps d'alignement est donné par $N_{TA}=T_A*16$. Dans autres cas 6 bit sont alloués au champ TA command T_A indique l'ajustement des valeurs N_{TA} actuel « $N_{TA,old}$ » à la nouvelle valeur de TA « $N_{TA,new}$ » par valeur de index de $T_A=0,1,2,\dots,63$, où $N_{TA,new}=N_{TA,old}+(T_A-31)*16$. La spécification décrit comment le TA est appliqué à la trame radio de 10ms de la figure.

5. Localisation par les AOAs

Il existe un autre paramètre pouvant servir à la localisation de mobile: ce sont les angles d'arrivée (AOA) des signaux émis par le mobile et reçus au niveau des stations de base[BOR06]. La figure 3.8 illustre la notion d'AOA (μ) dans le cas d'un signal émis par un mobile et arrivant en ligne directe (sans avoir subi de réflexions) sur la station de base[CAF98].

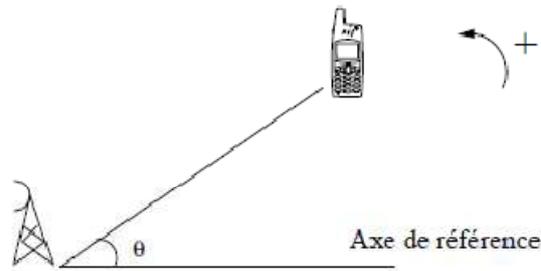


Figure 3.8 : Définition d'un AOA : cas d'un trajet en vue directe

Dans le cas d'un canal multi-trajet (canal radio mobile), à chaque composante du signal est associée un AOA. Sous l'hypothèse d'un trajet direct, l'AOA recherché est celui correspondant à la première composante du signal reçu. Il permet de définir une demi-droite de sommet la station de base considérée, sur laquelle se trouve le mobile. La position du mobile peut donc s'obtenir à partir de deux mesures d'AOAs, voir figure .

Toutefois, les estimations des AOAs peuvent être bruitées à cause :

- d'erreurs d'estimation due par exemple à la présence de nombreux interféreurs proches d'une des stations de base (c'est le problème classique d'écoute)
- ou encore d'erreurs dues à l'absence de trajet direct.

Une solution classique consiste à effectuer une triangulation avec des mesures d'AOAs provenant de plus de deux stations de base. En effet, la triangulation peut permettre de réduire l'impact de certaines estimations erronées. Toutefois, cette technique peut s'avérer problématique dans le cas où les erreurs ne se compensent pas (ex : présence d'une seule mesure erronée) [GRO03].

C'est pourquoi, nous proposons une nouvelle méthode plus efficace que la triangulation classique. L'idée de cette nouvelle approche consiste à sélectionner parmi l'ensemble des mesures d'AOAs disponibles (si leur nombre est supérieur à 2) les deux mesures les plus fiables i.e. donnant une position du mobile la plus "probable". Plus précisément, pour chaque paire d'AOAs, on calcule la probabilité du mobile de se trouver à l'intersection des demi-droites ainsi définies, connaissant une certaine distribution donnant la présence du mobile à l'intérieur des cellules. Notons enfin que l'estimation des AOAs nécessite l'installation d'antennes complexes constituées de plusieurs capteurs. C'est pourquoi, cette catégorie de méthodes de localisation ne peut être envisagée qu'en liaison montante [STE10].

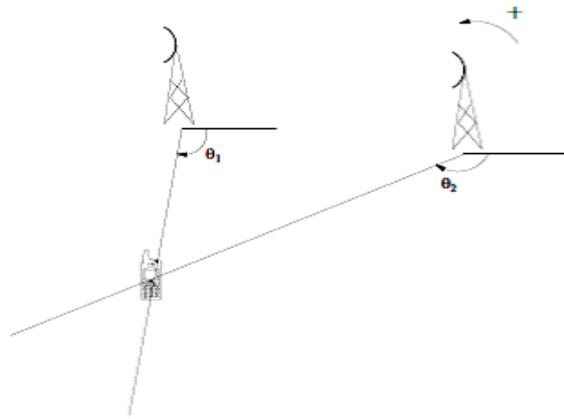


Figure 3.9 : Localisation du mobile par les AOAs.

6. Champ proche

La plupart des méthodes proposées dans la littérature [GRO03], permettant de localiser une source à partir des signaux, reçus au niveau d'une antenne comportant plusieurs capteurs, se placent sous l'hypothèse d'une source bande étroite en champ lointain; ils considèrent les signaux reçus comme des ondes planes, centrées autour d'une fréquence. Or dans certaines applications comme l'océanographie (radar, sonar), la robotique, le domaine biomédical,..., les distances sources-capteurs ne sont plus suffisamment grandes par rapport aux longueurs d'ondes utilisées. De ce fait, l'hypothèse champ lointain n'est plus valide. La modélisation "onde plane" doit être remplacée par la modélisation des signaux en ondes sphériques (hypothèse champ proche).

De plus, les techniques classiques d'estimation d'angle valables en champ lointain ne peuvent plus être utilisées dans ce nouveau contexte champ proche. En effet, les déphasages des signaux reçus au niveau des différents capteurs, dus au temps de propagation, ne varient plus de façon linéaire avec la position des capteurs, comme dans le cas des champs lointains. Ils sont maintenant caractérisés par deux paramètres de la source, son angle et sa distance, mesurés par rapport au centre du tableau de capteurs. En fait, l'expression du déphasage n'a pas changé, mais l'approximation qui est faite pour les champs lointains, correspondant au premier terme du développement de Taylor du temps de propagation, ne peut plus être utilisée. Tenter de résoudre le problème de la localisation directement en tenant compte de l'expression du déphasage fortement non-linéaire est très difficile.

Heureusement, une bonne approximation du temps de propagation consiste à ne considérer dans son développement de Taylor que les termes jusqu'à l'ordre deux (approximation de Fresnel). Les retards de propagation varient alors de façon quadratique avec la position des

capteurs. Toutefois, même avec cette approximation, les méthodes d'estimation conventionnelle haute-résolution ne peuvent pas être utilisées.

Récemment, plusieurs méthodes de localisation de sources en champ proche ont été proposées parmi lesquelles on trouve des méthodes basées sur le Maximum de vraisemblance, des méthodes utilisant une approximation de la matrice de covariance, des approches paramétriques, des méthodes de type MUSIC-2D, des méthodes de type ESPRIT (respectivement ESPRIT unitaire) utilisant les statistiques d'ordre supérieur ou encore des méthodes utilisant les statistiques circulaires de sources cyclostationnaires. Notons toutefois que la plupart de ces méthodes sont complexes car soit elles nécessitent une recherche multidimensionnelle, soit elles sont basées sur les statistiques d'ordre supérieur des observations. C'est pourquoi, l'algorithme que nous proposons n'utilise que les statistiques d'ordre 2 des observations. L'idée de cet algorithme consiste à transformer le problème non-linéaire, champ proche, en un problème virtuel de type champ lointain, qui pourra se résoudre en utilisant les techniques classiques d'estimation.

7. Conclusion

Les deux techniques de base pour la localisation sont la trilatération et la triangulation. Elles reposent sur des propriétés très simples et bien connues des triangles. La trilatération consiste à s'appuyer sur trois points de référence, c'est à dire des NodeBs dont on connaît la position, et sur les distances qui les séparent du NodeB dont on cherche à estimer la position. Cette dernière correspond alors au point d'intersection des trois cercles.

La triangulation est semblable à la trilatération puisqu'elle s'appuie également sur trois NodeBs de référence. La position est calculée à partir de leurs angles d'incidence. La plupart des systèmes de localisation pour les réseaux sans fil reposent sur au moins une de ces deux techniques. Afin de calculer les distances ou les angles, plusieurs paramètres des communications sans fil sont utilisés.

Le premier paramètre est l'avancement du temps des signaux (TA). En effet, si on connaît l'instant d'émission d'un paquet, en regardant à quel instant celui-ci a été reçu, on peut calculer la distance qui sépare l'émetteur du destinataire grâce au temps de propagation et à la vitesse de propagation.

Un autre paramètre utilisé pour calculer une position avec une trilatération est le TOA (Time Of Arrival), qui exige une synchronisation parfaite des entités. En revanche, lorsqu'il n'y a pas de synchronisation forte, on parle de Time Difference Of Arrival (TDOA) et il s'agit alors d'effectuer le calcul sur plusieurs paquets.

CHAPITRE III : LES TECHNIQUES DE LOCALISATION DES MOBILES

Enfin, le dernier paramètre des communications sans fil sur lequel on peut s'appuyer pour la localisation est l'angle d'incidence ou Angle Of Arrival (AOA). Si on connaît les angles de trois NodeBs distincts alors on peut effectuer une triangulation.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une étude des performances de deux méthodes de positionnement, une a base de mesure de TDOA et l'autre à partir des mesures de TA.

CHAPITRE IV :

SIMULATIONS ET RÉSULTATS

1. Introduction

La précision de localisation recherchée au sein du réseau cellulaire dédié de troisième génération est de l'ordre de grandeur de quelques mètres. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les différentes étapes du processus de localisation des mobiles par la technique de positionnement TDOA. Les principaux résultats expérimentaux obtenus par simulation en utilisant des algorithmes de localisation hyperbolique afin d'évaluer l'effet des principaux facteurs qui affectent la précision de localisation du mobile dans le réseau UMTS à savoir le nombre de station de base, le bruit et la distance Radius. La deuxième partie présente des résultats généraux de la méthode de positionnement basée sur TA.

2. Le processus général de localisation de mobile

Dans cette partie, nous présentons les différentes étapes du processus de localisation afin d'estimer la position de la station mobile. La figure 4.1 montre le diagramme de ce processus d'estimation de position de mobile.

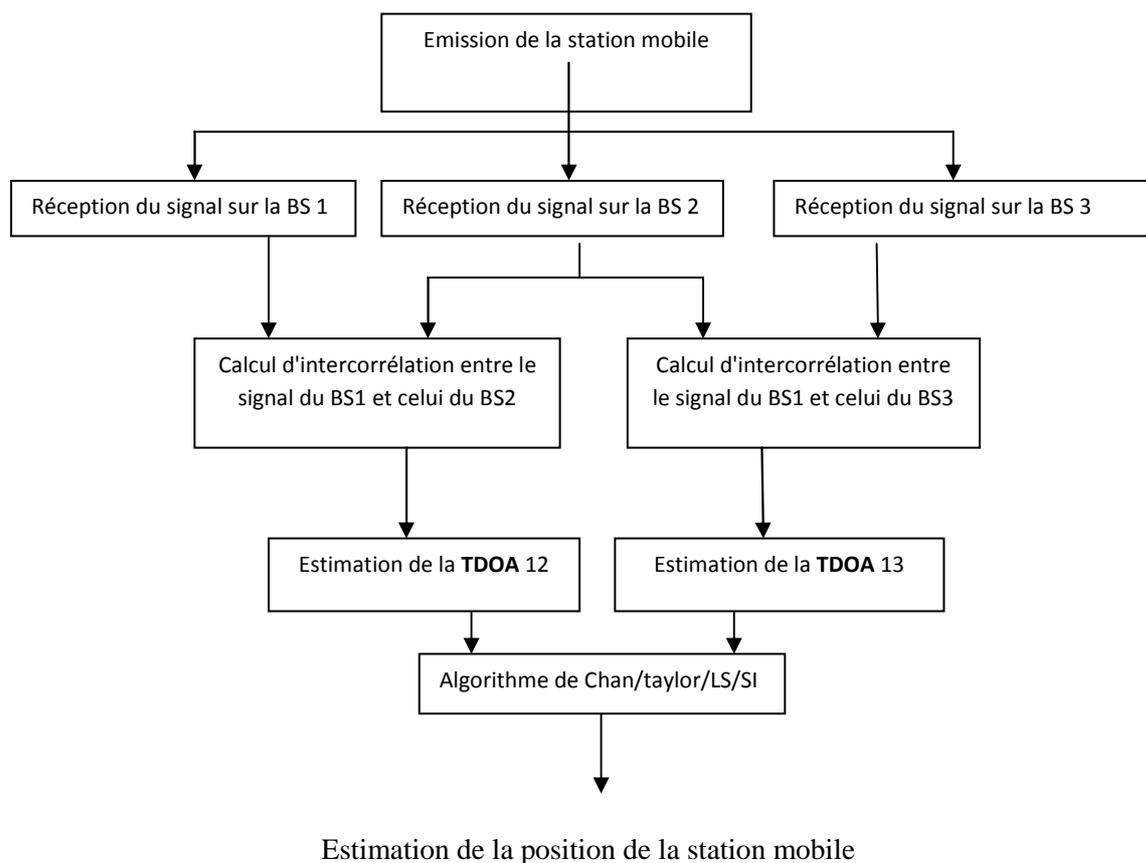


Figure 4.1 : Le processus de calcul de la position de localisation du mobile

2.1 La méthode TDOA de localisation du mobile

Deux étapes distinctes sont nécessaires pour l'estimation de la localisation de la station mobile. La première étape consiste à estimer la différence de temps de propagation au niveau de la BTS entre la station mobile et chaque paire de BS. Dans la deuxième étape, un algorithme de résolution des équations d'hyperboles non-linéaires est utilisé pour déterminer l'estimation de la position de la station mobile.

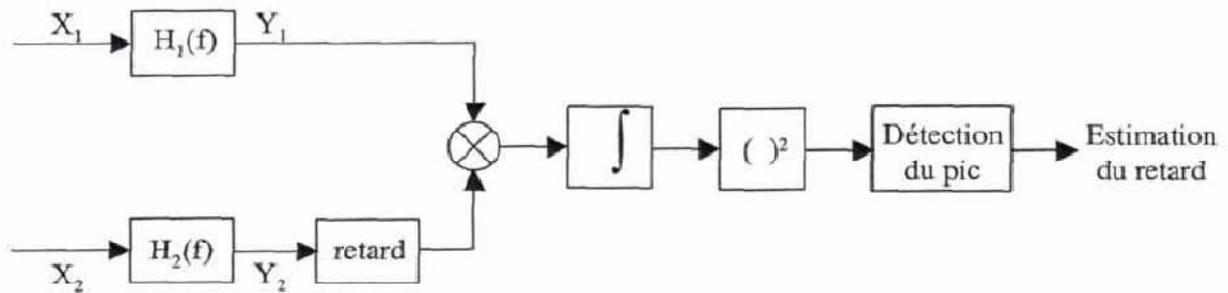


Figure 4.2 : Estimation de la TDOA par technique d'intercorrélation générale

2.2 La méthode d'estimation de TDOA

La TDOA peut être estimée par deux méthodes. La première méthode consiste à soustraire les mesures de TOA obtenues à partir de deux BS afin de calculer la TDOA relative. La deuxième méthode est fondée sur l'utilisation des techniques générales d'intercorrélations. La figure 4.2 montre le bloc diagramme pour l'estimation de la TDOA par la méthode d'intercorrélations générale. Elle calcule l'intercorrélations entre les deux signaux préfiltrés reçus au niveau des deux récepteurs et estime la TDOA correspondant au pic de l'intercorrélations estimé entre les deux récepteurs.

La première méthode est utilisable uniquement dans le cas de la mesure du temps de propagation absolu entre la station mobile et la BS. Elle permet d'améliorer la précision de localisation de mobile notamment dans le cas où les erreurs de mesures sur les deux TOA dues aux trajets multiples sont corrélées (parce que les deux canaux de propagation entre la station mobile et les deux BS possèdent les mêmes composantes de trajets multiples). Donc, plus les erreurs de mesures de TOA sont similaires, plus il est avantageux de les convertir en mesure de TDOA relative. Cependant, cette méthode est praticable uniquement si nous connaissons le temps de référence au niveau de la station mobile. Pour cette raison, nous utilisons pour le réseau cellulaire dédié la technique d'intercorrélations pour l'estimation de la

TDOA. Cette technique exige une synchronisation parfaite entre les différents BS intervenant dans la mesure de TDOA.

2.3 Le modèle mathématique d'estimation de la position du mobile

Pour obtenir la position de la station mobile, il faut convertir la TDOA estimée en différence de distance afin de résoudre le système d'équations d'hyperboles non-linéaires (voir équation 4.3).

Plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature pour résoudre ce système d'équations non-linéaires. Un modèle mathématique général a été développé pour l'estimation de la position de la station mobile en 2-D utilisant N récepteurs.

Quelques définitions pour une estimation de la position en 2-D :

(x , y) représentent les coordonnées inconnues de la position de la station mobile.

(X_j , Y_j) représentent les coordonnées connues de la position des BSs, avec j = 2,3N, N est le nombre total des BSs intervenant dans le calcul de la position du mobile. Nous supposons que la BS1 est la station de base qui contrôle la communication. Par définition, c'est la station de base qui reçoit en premier le signal en provenance de la station mobile. Donc, toutes les différentes TDOA sont calculées par rapport à cette BS serveuse.

La différence de distance entre la MS et la j^{ième} BS est :

$$R_j = \sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2} = \sqrt{X_j^2 + Y_j^2 - 2X_jx - 2Y_jy + x^2 + y^2} \dots \dots \dots (4.1)$$

La différence de distance entre la BS maître et les autres BS intervenants dans le calcul de la localisation est donnée par :

$$R_{j,1} = cd_{j,1} = R_j - R_1 \dots \dots \dots (4.2)$$

$$= \sqrt{(X_j - x)^2 + (Y_j - y)^2} - \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \dots \dots (4.3)$$

c est la vitesse de l'onde électromagnétique

d_{j,1} est la TDOA estimée entre la BS maître et la j^{ième} BS.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Ceci permet de définir un système d'équations d'hyperboles non-linéaires qui exprime la TDOA en fonction des coordonnées de la station mobile. Les algorithmes de résolution de système d'équations non-linéaires les plus couramment utilisés sont les méthodes de Taylor , Chan , LS et SI

2.3.1 La méthode de Taylor

La méthode de Taylor linéarise le système d'équations par un développement d'ordre 1 et utilise ensuite une méthode itérative pour résoudre le système d'équations linéaires[RAHO00]. Cette méthode est précise mais elle nécessite 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[CON02]. On définit une fonction décrivant les différences en distances par comme suit :

$$R_{i,1} = R_i - R_1 + \varepsilon_{i,1} \quad (i=2,3,\dots,n) \quad (4.4)$$

$$= \sqrt{(x - X_j)^2 + (y - Y_j)^2} - \sqrt{(x - X_1)^2 + (y - Y_1)^2} + \varepsilon_{i,1} \dots (4.5)$$

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

$$Q = E\{\varepsilon\varepsilon^T\} = \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 0.5 & 0.5 & \dots \\ 0.5 & 1 & 0.5 & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

On suppose que l'estimée initiale de (x,y) est (x₀,y₀), Avec :

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

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

L'équation (4.5) peut être développée en série de Taylor autour de la valeur initiale (x₀,y₀).

En gardant uniquement les deux premiers termes on aura :

$$R_{i,1}^0 + a_{i,x}(x_0, y_0)\delta_x + a_{i,y}(x_0, y_0)\delta_y \approx R_{i,1} + \varepsilon_{i,1} \quad (4.7)$$

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

$$\text{Avec : } R_{i,1}^0 = \sqrt{(x_0 - X_i)^2 + (y_0 - Y_i)^2} - \sqrt{(x_0 - X_1)^2 + (y_0 - Y_1)^2}$$

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

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

$$R_i = \sqrt{(x_0 - X_i)^2 + (y_0 - Y_i)^2}$$

L'équation (4.7) peut être réécrite : $A\delta = D + e$ (4.8)

$$\text{Avec : } A = \begin{pmatrix} a_{2,x} & \cdots & a_{2,y} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n,x} & \cdots & a_{n,y} \end{pmatrix}, \quad \delta = [\delta x \quad \delta y]^T$$

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

La solution de l'équation de (4.8), dans le sens des moindres carrées est :

$$\delta = (A^T Q^{-1} A)^{-1} A^T Q^{-1} D \quad (4.9)$$

En résumé, disposant de la position (x_k, y_k) à la $k^{\text{ième}}$ itération, l'algorithme de Taylor calcule δ_k à partir de l'équation (4.9) et l'utilise pour la mise à jour de cette position selon :

$$x_{k+1} = x_k + \delta x, \quad y_{k+1} = y_k + \delta y \quad (4.10)$$

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 négligeable.

2.3.2 La méthode de Chan Ho

Une autre méthode alternative de précision équivalente à celle de Taylor, et qui permet de transformer le système d'équations non linéaires (4.3) en un système d'équations linéaires [LAO02].

De l'équation (4.3) nous avons : $R_j = (R_{j,1} + R_1)^2$

L'équation (4.1) réécrite donne:

$$R_{j,1}^2 + 2R_{j,1}R_1 + R_1^2 = X_j^2 + Y_j^2 - 2X_jx - 2Y_jy + x^2 + y^2 \dots (4.11)$$

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

La soustraction de l'équation (4.1) à $j = 1$ de l'équation (4.4) donne :

$$R_{j,1}^2 + 2R_{j,1}R_1 = X_j^2 + Y_j^2 - 2X_{j,1}x - 2Y_{j,1}y + x^2 + y^2 \dots (4.12)$$

$$\text{Où : } X_{j,1} = X_j - X_1 \quad \text{et} \quad Y_{j,1} = Y_j - Y_1$$

Le système d'équations (4.12) obtenu est linéaire en fonction des coordonnées (x, y) de la position du mobile et de la distance R entre la station mobile et la BS maître contrôlant la communication.

En utilisant la méthode alternative de Chan pour un système de trois BS ($N = 3$), nous obtenons deux mesures de TDOA.

A partir de l'équation (4.12), nous déduisons les coordonnées x et y en fonction R_1

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - k_2 + k_1 \\ R_{3,1}^2 - k_3 + k_1 \end{bmatrix} \right\} \dots (4.13)$$

Où

$$k_1 = X_1^2 + Y_1^2$$

$$k_2 = X_2^2 + Y_2^2$$

$$k_3 = X_3^2 + Y_3^2$$

Ensuite, nous substituons les valeurs de x et y de l'équation (4.12) dans l'équation (4.1) pour $j=1$. Ceci permet d'obtenir une équation du second degré en fonction de R_1 dont la connaissance des racines permet 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 ou supérieure au rayon de la cellule de la BS maître.

Pour $N > 3$, on doit transformer le système d'équations non linéaires (4.3) en un système d'équations linéaires et utiliser les moindres carrés linéaires pondérés MCLP 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. Les détails de la procédure de calcul sont donnés dans ce qui suit :

1. Calcul de la solution approximative initiale

$$Z_a = (Q_a^T Q^{-1} G_a)^{-1} G_a^T Q^{-1} h \quad (4.15)$$

Avec Q la matrice de covariance des TDOAs et $z_a = [x_a \ y_a \ R_1]^T$

$$G = \begin{pmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} \cdots & R_{2,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n,1} & y_{n,1} \cdots & R_{n,1} \end{pmatrix}, \quad h = \frac{1}{2} * \begin{pmatrix} R_{2,1}^2 - k_2 + k_1 \\ R_{3,1}^2 - k_3 + k_1 \\ \vdots \\ R_{n,1}^2 - k_n + k_1 \end{pmatrix}$$

2. Calcul des estimations à partir des moindres carrés pondérés :

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 :

$$z_b = [x_b \ y_b \ R_1]^T, \quad z_b = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1} G_a^T \psi^{-1} h \quad (4.16)$$

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

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

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

$$z_c = [x_c \ y_c]^T, \quad z_c = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1} \hat{G}_a^T \psi^{-1} \hat{h} \quad (4.17)$$

$$\psi' = 4B' \text{cov}(z_b) B', \quad B' = \text{diag}\{x_b - x_1, y_b - y_1, R_{b1}\}, \quad \text{cov}(z_b) = (G_a^T \psi^{-1} G_a)^{-1}$$

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

b) Si le mobile est loin des BS, on calcule la première solution MCLP de l'équation (4.15) puis on obtient la deuxième solution MCLP en utilisant l'équation suivante :

$$z_c = (G_a^T B^{-1} G_a^T Q^{-1} G_a B^{-1} G_a)^{-1} (G_a^T B^{-1} G_a^T Q^{-1} G_a B^{-1}) h' \quad (4.18)$$

L'estimation finale de la position du mobile est :

$$z_p = \pm \sqrt{z_c} + \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix}$$

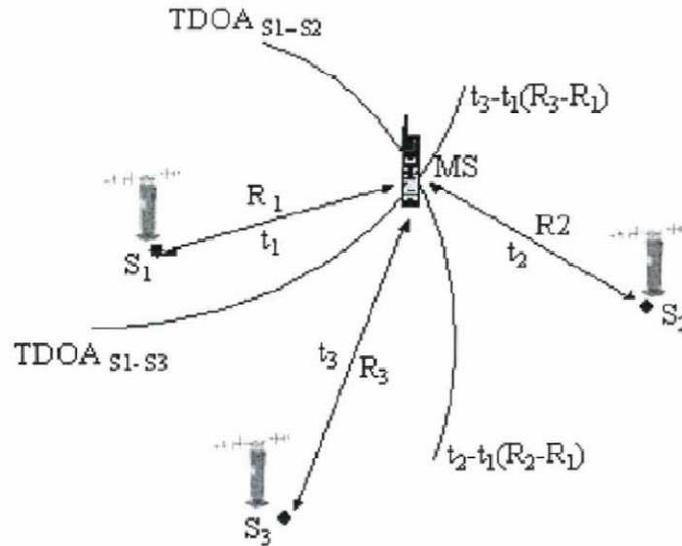


Figure 4.3 : La solution du système d'équation hyperbolique

2.3.3 Méthode des moindres carrés LS

Pour $i=1$, on a:

$$\begin{aligned} (x-x_1)^2+(y-y_1)^2&=R_1^2 \\ (x-x_2)^2+(y-y_2)^2&=(R_1+R_{2,1})^2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$(x-x_n)^2+(y-y_n)^2=(R_1+R_{n,1})^2$$

On soustraire l'équation (4.1) de l'équation (4.19), on aura [CHE06] :

$$2 \begin{bmatrix} x_2' & y_2' \\ x_3' & y_3' \\ \vdots & \vdots \\ x_n' & y_n' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_2' - R_{2,1}^2 \\ k_3' - R_{3,1}^2 \\ \vdots \\ k_n' - R_{n,1}^2 \end{bmatrix} + 2R_1 \begin{bmatrix} -R_{2,1} \\ -R_{3,1} \\ \vdots \\ -R_{n,1} \end{bmatrix} \dots(4.20)$$

Où $(x', y') = (x - x_1, y - y_1)$, $k' = x_i'^2 + y_i'^2$, $i=2,3, \dots, n$
 $(x_i', y_i') = (x_i - x_1, y_i - y_1)$

(4.20) peut être décrite sous la forme : $2At=c+2R_1d$ (4.21) Où

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

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

$$t = 1/2 (A^T A)^{-1} A^T (c + R_1 d) \quad (4.22)$$

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Cette solution est fonction du paramètre R_1 . En la substituant dans (4.21), on obtient une équation quadratique en R_1 dont la résolution fournit la valeur de ce paramètre, qui est substituée dans (4.22) permet de déterminer la position (x,y) du mobile [URR01].

2.3.4 Méthode d'Intersection Sphérique

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 (4.1), on a :

$$d_i^2 = (x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 \quad (4.23)$$

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

$$x_1^2 - 2x_1x + x^2 - 2y_1y + y^2 = d_1^2 \quad (4.24)$$

$$x_i^2 - 2x_ix + x^2 - 2y_iy + y^2 = (d_{i,1} + d_1)^2 \quad (4.25)$$

On résout l'équation (4.24), en posant :

$$R_s^2 = x^2 + y^2 = -(x_1^2 + y_1^2) + d_1^2 - 2x_1x - 2y_1y = -R_1^2 + d_1^2 + 2x_1x + 2y_1y \quad (4.26)$$

Avec $R_1^2 = x_1^2 + y_1^2$, on porte (4.26) dans (4.25) pour obtenir :

$$R_i^2 - (d_{i,1} + d_1)^2 + d_1^2 - R_1^2 = 2x_ix + 2y_iy - 2x_1x - 2y_1y, \text{ avec } R_i^2 = x_i^2 + y_i^2 \quad (4.27)$$

Sachant que la première solution de base est située à l'origine $(x_1, y_1) = (0, 0)$ et $R_1 = 0$ et en remplaçant ceci dans l'équation (4.27), on obtient :

$$\Delta - 2R_s d = 2MX \quad (4.28)$$

Avec :

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

En supposant que R_s est connu, l'équation (4.28) aura comme solution :

$$X = 1/2M^+(\Delta - 2R_s d) \quad (4.29)$$

Où $M^+ = (M^T M)^{-1} M^T$ est le pseudo inverse de M . la solution représentée par l'équation (4.29) contient l'inconnue R_s . Pour résoudre cela, on utilise l'équation suivante :

$$R_s = (X^T X)^{1/2} \quad (4.30)$$

En portant (4.29) dans (4.30), on a :

$$R_s^2 [4 - 4d - 4d^T (M^+)^T M^+ d] + R_s [2d^T (M^+) T M^+ \Delta + 2\Delta^T (M^+)^T M^+ d] - [\Delta^T (M^+)^T M^+ \Delta] \quad (4.31)$$

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

La seule inconnue de cette équation est le rayon du mobile R_s . L'équation (4.31) a comme solution :

$$R_s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad R_s \geq 0$$

Avec : $a = [4 - 4d - 4d^T(M^+)^T M^+ d]$, $b = [2d^T(M^+)^T M^+ \Delta + 2\Delta^T(M^+)^T M^+ d]$, $c = [\Delta^T(M^+)^T M^+ \Delta]$

En remplaçant la valeur de R_s ainsi obtenue dans l'équation (4.29), on obtient X , la position estimée du mobile.

3. Les résultats d'expérimentations obtenus sous Matlab

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats d'expérimentations réalisées par simulation sous Matlab pour évaluer l'effet des principaux facteurs importants qui affectent la précision de localisation du mobile dans le réseau UMTS. Dans un premier temps nous nous intéressons à l'analyse des algorithmes hyperboliques et leur précision sur le positionnement, en présentant les performances de la localisation du mobile en fonction de la distance radius, du Bruit et de nombre de station de base.

Les paramètres utilisés pour ces simulations, sont donnés dans la suite.

Dans le premier scénario, le réseau radio-mobile est subdivisé en cellules dont les tailles peuvent être très variables. En les assimilant à des cercles, leur rayon peut varier de 500m à 5km. Les cas extrêmes correspondent respectivement à un milieu urbain (micro-cellule) et à un milieu rural (macro-cellule). Les principales différences entre ces 2 environnements résident dans le choix du modèle de propagation et l'ordre de grandeur du temps d'arrivée associé au premier trajet qui est lié à la taille de la cellule. Les figures suivantes représentent l'analyse des algorithmes de localisation avec l'influence du nombre de station de base sur la précision de la position du mobile, en changeant la taille des cellules (R).

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

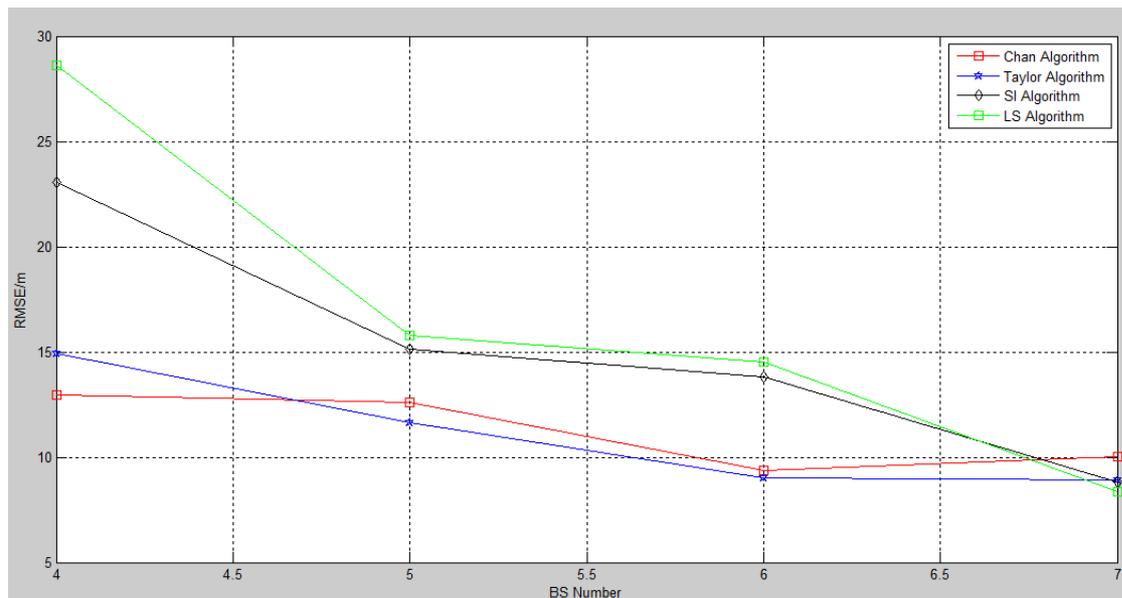


Figure 4.4: Erreur d'estimation de la position en fonction du nombre de station de base (R=500m).

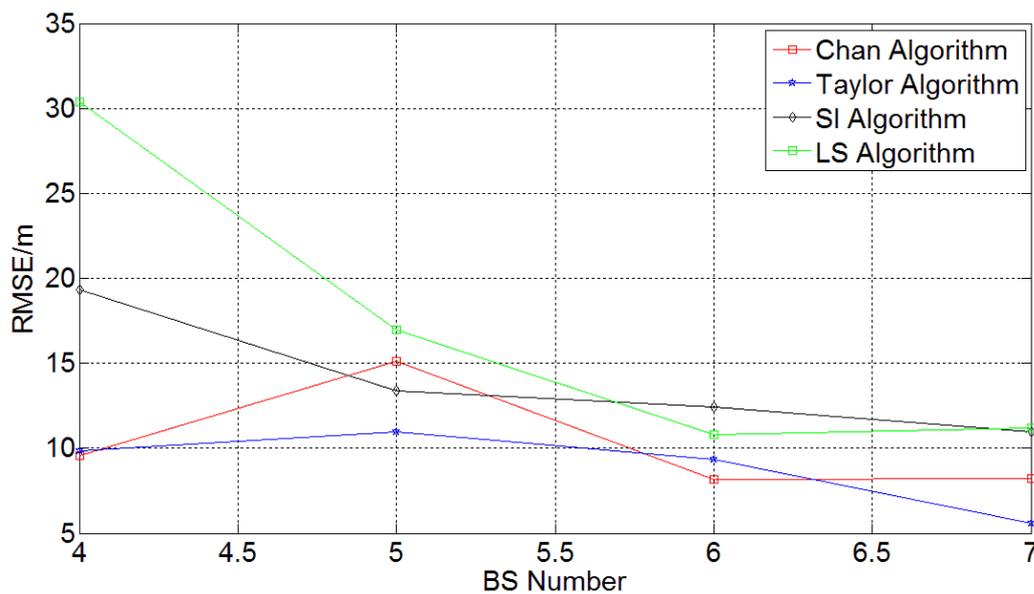


Figure 4.5: Erreur d'estimation de la position en fonction du nombre de station de base (R=3km).

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

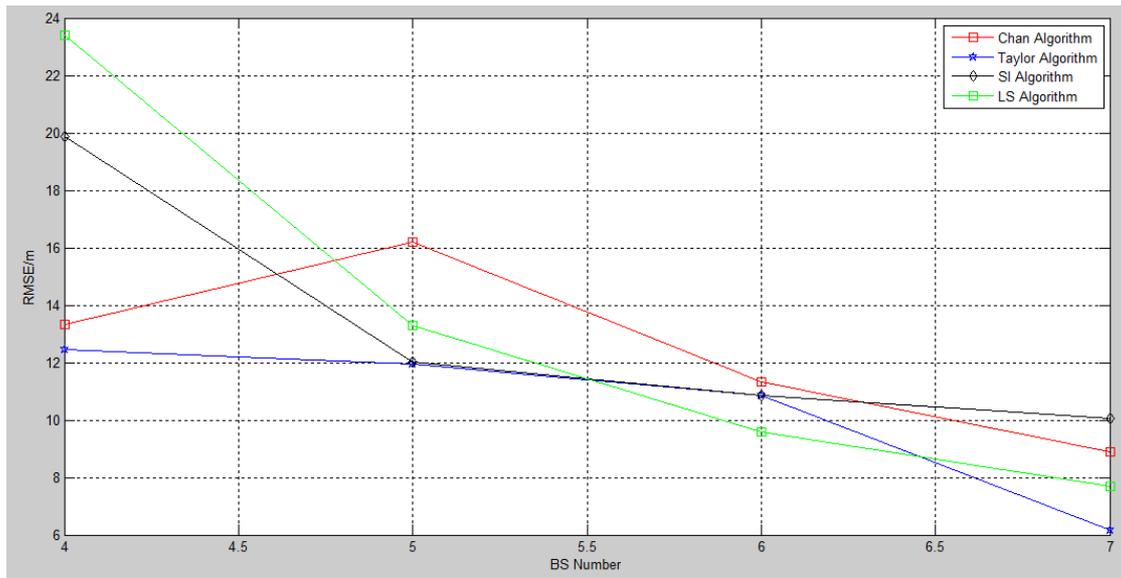


Figure 4.6: Erreur d'estimation de la position en fonction du nombre de station de base ($R=5\text{km}$).

D'autre part, le deuxième scénario représente l'influence du bruit sur les algorithmes de positionnement, comme indiqué dans les figures suivantes. Le rayon de la cellule varie entre 500m et 5km, le nombre de station de base est fixé à 6.

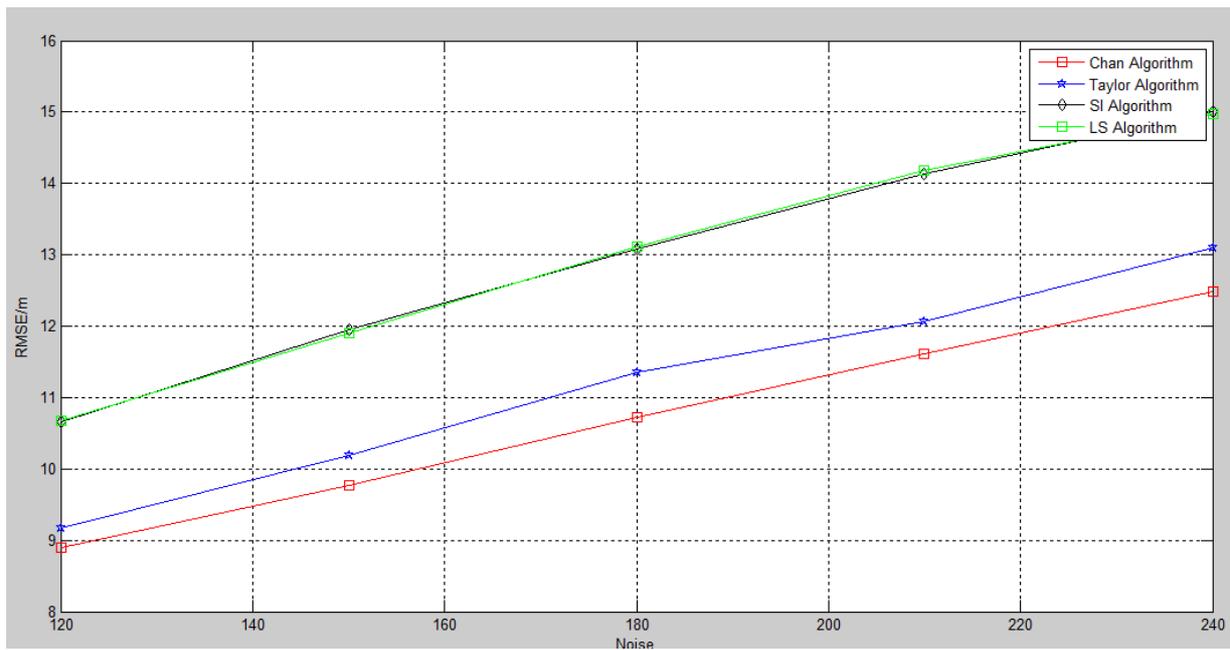


Figure 4.7: Erreur d'estimation de la position en fonction du Bruit (500m).

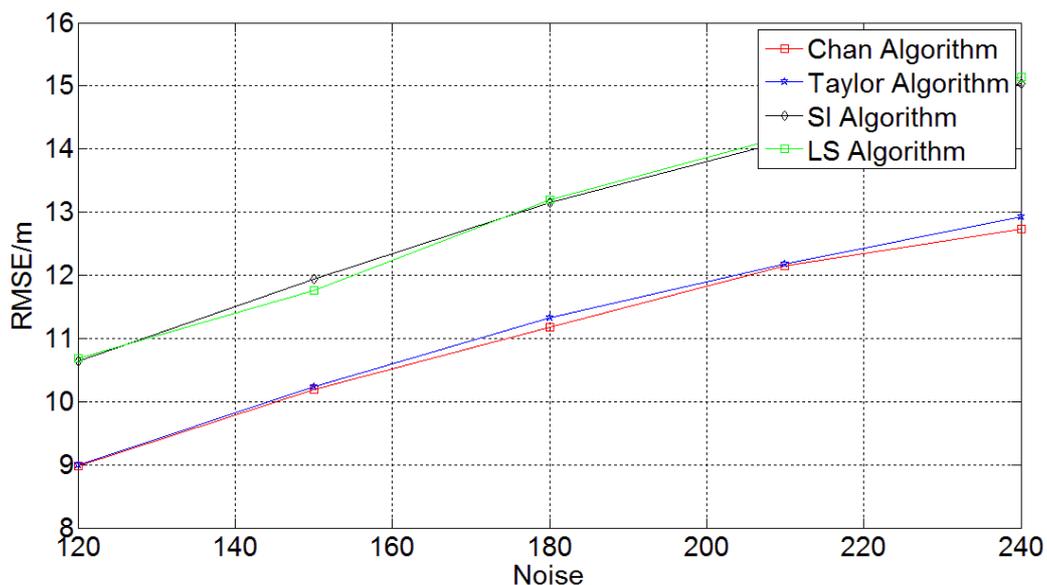


Figure 4.8: Erreur d'estimation de la position en fonction du Bruit (R=3km).

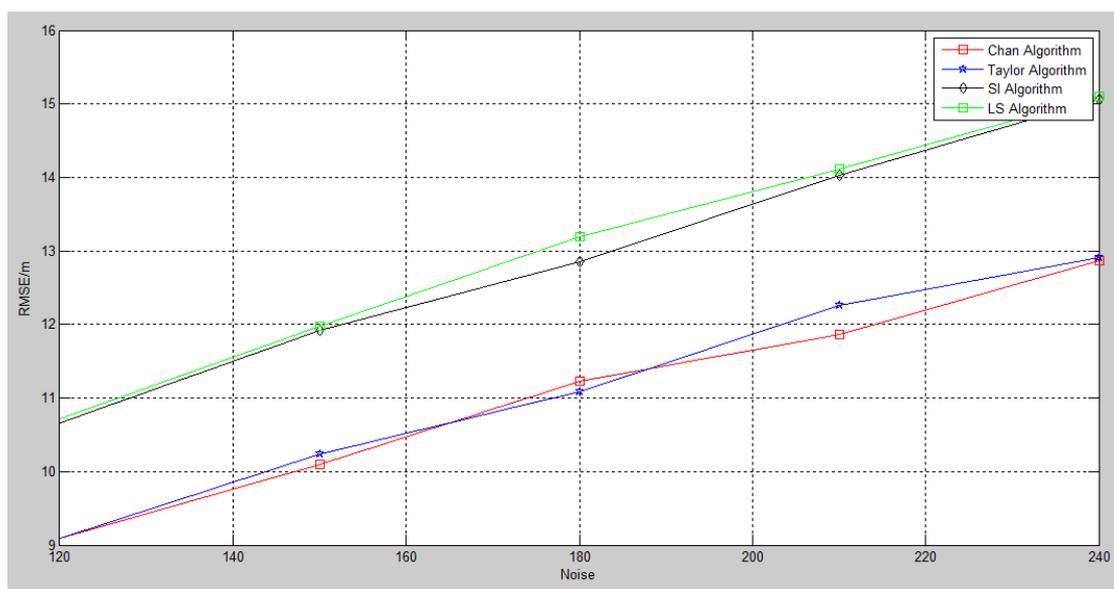


Figure 4.9: Erreur d'estimation de la position en fonction du Bruit (R=5km).

Le troisième scénario représente l'influence du rayon des cellules sur les algorithmes de positionnement, Le nombre de stations de base étant fixé à 6, et le bruit à 150, comme illustré dans la figure.

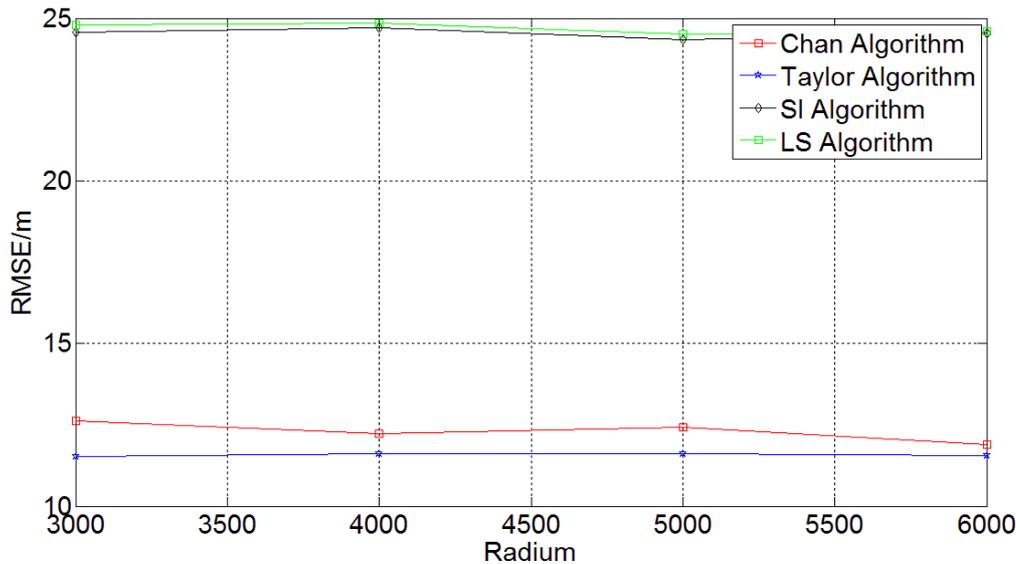


Figure 4.10: Erreur d'estimation de la position en fonction de la distance radium.

Nous avons réalisé des simulations sous Matlab, pour valider les solutions proposées pour le calcul de la position du mobile à partir d'une base de mesures de TDOA.

Pour représenter les erreurs de localisation, nous avons utilisé la fonction RMSE (Root Mean Square Error)

Les simulations que nous proposons ont été réalisées avec 4 algorithmes de positionnement,

Dans chacune des figures 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 quatre groupes de courbes sont représentés correspondant aux erreurs de positionnement suivant :

- Erreur de positionnement obtenue avec la méthode de Chan
- Erreur de positionnement obtenue avec la méthode de Taylor
- Erreur de positionnement obtenue avec la méthode de SI
- Erreur de positionnement obtenue avec la méthode de LS

Nous avons réalisé plusieurs simulations pour illustrer les méthodes d'estimation proposées :

L'examen des courbes obtenues du premier scénario montre que l'algorithme de Taylor permet effectivement d'améliorer la précision des estimations par rapport aux algorithmes Chan, SI et LS. L'erreur de positionnement est minimale lorsque le nombre de station de base est maximal.

Une deuxième remarque concerne les résultats obtenus avec le deuxième scénario qui représente les méthodes de positionnement en fonction du bruit, les deux courbes Taylor et Chan sont corrélés car les résultats obtenus sont presque les mêmes. D'ailleurs, les différences

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

de performances, obtenues respectivement avec les algorithmes Taylor et Chan, augmentent avec l'augmentation du nombre de station de base.

L'examen des résultats, obtenus respectivement avec la variation du rayon des cellules dans la figure 4.9, montre que dans 100% des cas la méthode Taylor et Chan de diviser par 2 les erreurs d'estimation de la position du mobile.

4. Localisation à base de TA

4.1. Algorithme de localisation basé sur l'avance temporelle

La méthodologie de localisation présentée est appliquée au problème de la localisation d'un MS du système UMTS à partir des mesures d'avance temporelle (TA). La mesure de TA est disponible à la BS lors d'un appel et elle se renouvelle chaque 480ms.

L'organisation temporelle de l'UMTS est basée sur une super trame de 720 ms, comportant elle-même 72 trames de 10 ms. Chaque trame de 10 ms est divisée en 15 slots de 667 μ s.

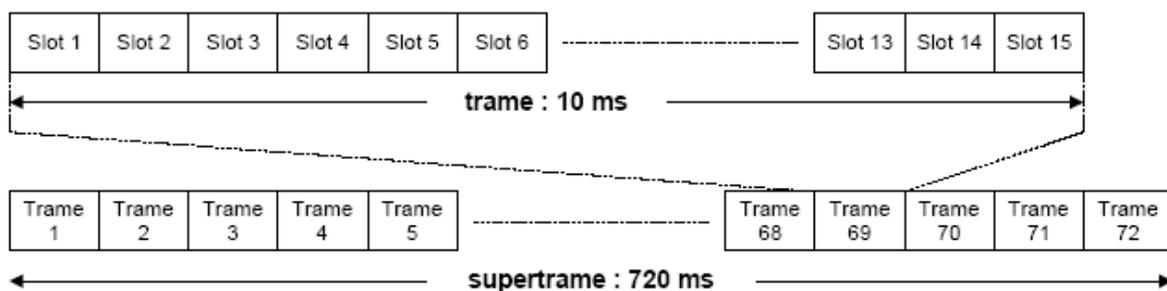
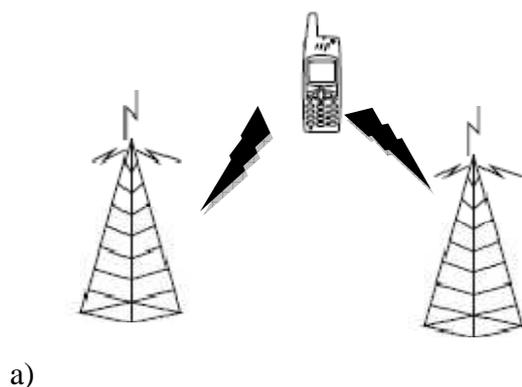


Figure 4.11: Structure de trame de l'UMTS



CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

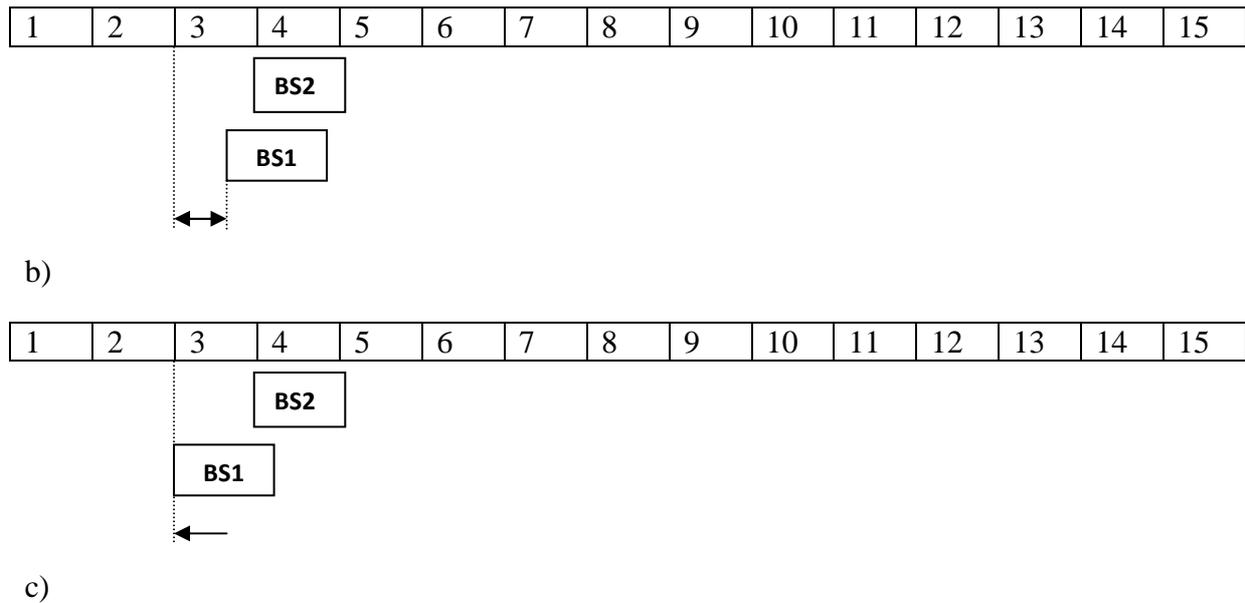


Figure 4.12 : Le concept de l'avance temporelle : a) deux BSs situées à des distances différentes par rapport à la MS, b) chevauchement des bursts dû aux différents temps de propagation, c) la mesure de TA est utilisée pour éviter le chevauchement.

Les signaux envoyés par les BSs (appelés bursts) doivent arriver à la MS de façon synchrone, c'est-à-dire dans leurs slots correspondants, voir figure 4.12. Afin d'éviter le chevauchement de bursts dû aux différents temps de propagation MSs-BS, le concept d'avance temporelle est employé. Ceci consiste à indiquer à chaque BS le temps qu'elle doit avancer sa transmission pour recevoir ses bursts dans le slot assigné. La mesure de TA est effectuée par la BS qui l'envoie à la MS sous un chiffre codé sur 6 bits. Le TA est donc un nombre entier entre 0 et 63 représentant le nombre de temps symbole ($T_b = 3,7\mu s$) que la BS doit avancer sa transmission.

- Localisation par TA

La distance MS-BS, z , comme fonction du TA est donnée par

$$\max \left\{ 0, \left(TA - \frac{1}{2} \right) q \right\} \leq z < \left(TA + \frac{1}{2} \right) q$$

où $q = 78,125m$ est la résolution des distances due à la quantification et $TA \in \{0, \dots, 63\}$.

En l'absence de bruit de mesure, d'écarts systématiques et de données aberrantes, les valeurs du TA en trois positions permettent de localiser la MS à l'intérieur de l'intersection des trois couronnes. Il est à noter que, malgré la quantification, il est possible, en l'absence de bruit, d'estimer la position de la MS avec une précision aussi grande que l'on veut.

Il suffit, en effet, de déplacer la BS avec un pas suffisamment petit dans n'importe quelle direction ; on observe un changement de la valeur du TA, ce qui réduit la couronne à un

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

cercle. En répétant cette opération trois fois, on obtient la position de la MS à l'intersection de trois cercles.

En pratique les valeurs des distances obtenues à partir des TAs sont : bruitées, avec un offset, quantifiées et quelques unes différent considérablement de leurs vraies valeurs.

L'erreur de quantification est basée sur le rayon de chaque BS qui est consisté de multiples TA égal à une distribution uniforme de ± 78.125 m. Alors un changement dans le rayon Δr aura la portée de $-78.125/2 < 0 < 78.125/2$ m. La probabilité de Δr est :

$$P(\Delta r) = 1/78.125$$

Remplaçant dans la variance, on aura :

$$\begin{aligned}\sigma^2 &= E[(\Delta r - 0)^2] = 2 \int_0^{78.125} \Delta r^2 \times P(\Delta r) dx \\ &= \frac{2}{78.125} \times \frac{1}{3} \left(\frac{78.125}{2} \right)^3 \\ &= 508.6\end{aligned}$$

A partir de cette variance, la déviation standard de TA dû à l'erreur de quantification peut être établi comme $\sigma = 22.5$ m.

Pour arriver au but de la simulation, l'erreur de quantification égale à TA de 78.125 m est multipliée par un nombre aléatoire de distribution uniforme entre 0 et 1, ensuite ajoutée au rayon calculé. Un biais égal à la moitié de l'erreur de quantification de 39.0625 est soustrait du résultat final du rayon.

La première exécution maintient une valeur moyenne de TA avec 78.125m.

La deuxième exécution introduit une standard déviation basée sur l'erreur de mesure.

Une sélection aléatoire de la déviation standard de 0.5m est utilisé pour introduire les erreurs de mesure par unité de TA.

4.2 Le calcul de localisation

En utilisant deux NodeB ont une portée générée connue, la plus probable position du mobile doit être dans la zone de chevauchement des deux cercles, ou bien le point où ils sont tout près à chevaucher.

Trois situations sont tenues en compte :

- Deux cercles radio peuvent être séparés sans touchés,
- Un cercle radio peut être complètement contenu sur l'autre,
- Les deux cercles radio intersectionnent.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Le chevauchement des cercles radius générés des deux NodeB résulte dans deux points d'intersection, avec seulement un seul point qui représente les vraies coordonnées du mobile.

L'addition du troisième NodeB permet toujours d'enlever l'ambiguïté entre les deux points d'intersection.

Le processus de décision entre les trois situations est illustré dans la figure suivante :

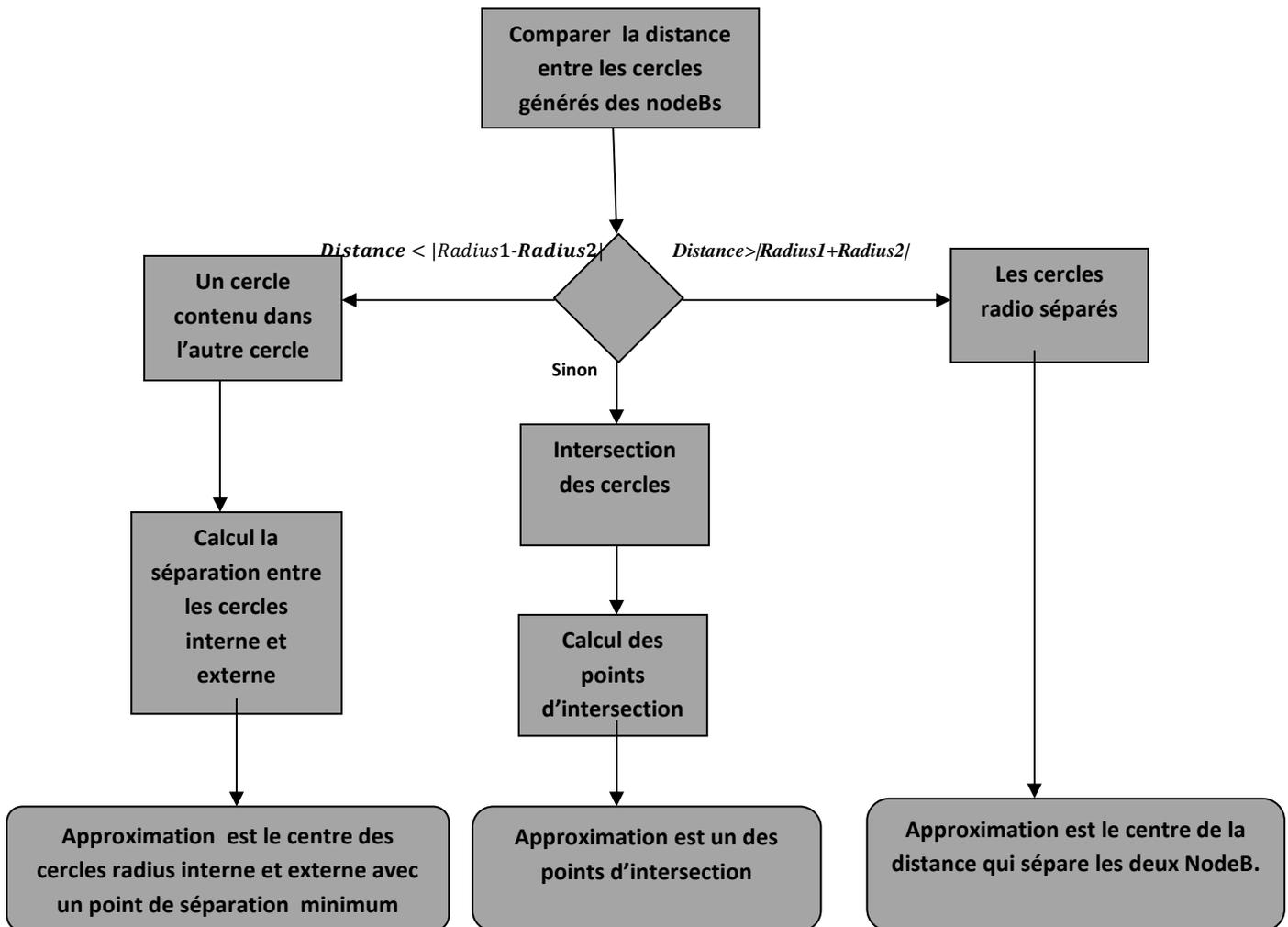


Figure 4.13 : Le processus de décision pour la geolocalisation avec la méthode de l'intersection radius.

L'utilisation des triangles pour calculer les intersections des cercles radius est illustrée dans la figure 4.14:

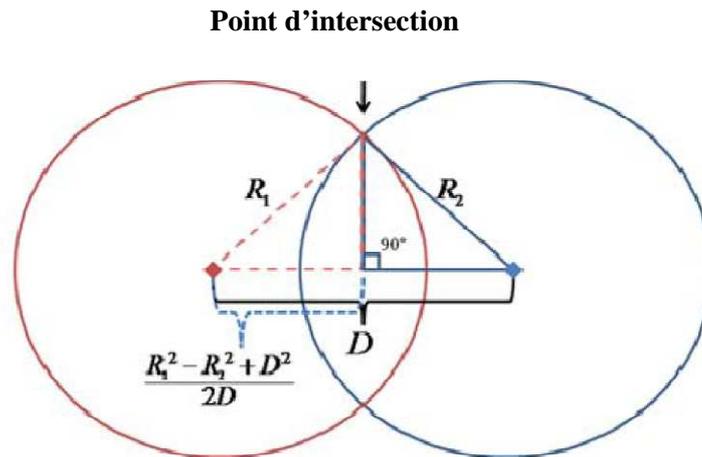


Figure 4.14 : Utilisation des triangles pour calculer intersection des cercles

Basant sur les rayons générés des NodeBs, et la distance totale entre eux, la loi de cosinus peut être utilisée pour déterminer la distance vers le centre des portions de chevauchement des cercles radius.

La dérivation de cette distance requière l'application du Théorème de Pythagore avec les informations données qui sont toujours connues, sachant que chaque hypoténuse correspond à chaque radius, et chaque base du triangle et le coté adjacent est la distance totale entre les NodeBs moins la distance entre le centre et le NodeB opposé.

Tous les deux triangles partagent la même colonne, cela rapporte une solution aux deux triangles. Les deux équations sont résolues à partir de chaque NodeB vers le centre.

La connaissance du point centre fournit une ligne entre les deux points interceptés qui est perpendiculaire avec la distance entre les NodeBs et la dérivé de la distance base et l'hypoténuse. Les triangles peuvent être maintenant résolus pour trouver la distance depuis le point milieu vers l'interception qui est éliminé quand les deux équations sont égales. Il est maintenant faisable de calculer le point d'intersection relative au point centre du NodeB correspondant. Ce point centre représente la position estimée du mobile.

Pour élaborer en terme des coordonnées cartésiens, un NodeB à l'origine et l'autre à une distance D de l'axe X, la coordonnée x pour tous les deux points d'intersection est calculé en utilisant l'inter-site distance D et le radius R :

$$x = \frac{R1^2 - R2^2 + D^2}{2D}$$

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

En appliquant le Théorème de Pythagorisme, les coordonnées y pour les intersections sont dérivés :

$$Y = \pm \sqrt{R_1^2 - \left(\frac{R_1^2 - R_2^2 + D^2}{2D} \right)^2}$$

Quand le traitement sera avec seulement deux NodeBs, l'approximation s'allonge au point centre d'ellipse, et l'axe majeur est la distance entre les points interceptés et l'axe mineur est la distance entre les cercles radius.

Pour démontrer le potentiel de localisation du mobile dans un réseau UMTS réelle, un software implémente des simulations sous MATLAB.

Multiple scenarios sont simulés avec la distance moyenne par unité de TA est 78,125m. Les mêmes scénarios vont être exécutés au deuxième lieu avec application de standard déviation.

Une simulation de MONTECARLO de 100.000 itérations est conduite pour chaque incrémentation de 20° d'angles à partir du 0° à 180.

Le but est d'introduire une fluctuation dans les mesures de TA, ce qui requière une modification dans la déviation de radium dans le code Matlab.

4.3 Simulation avec deux NodeB :

Scénario 1 :

La première simulation utilise l'algorithme avec deux NodeB pour l'estimation de l'approximation de la position du mobile. Dans tous les cas, la vraie position du mobile est l'origine dans le plan X-Y (0,0), comme le montre la figure 4.15.

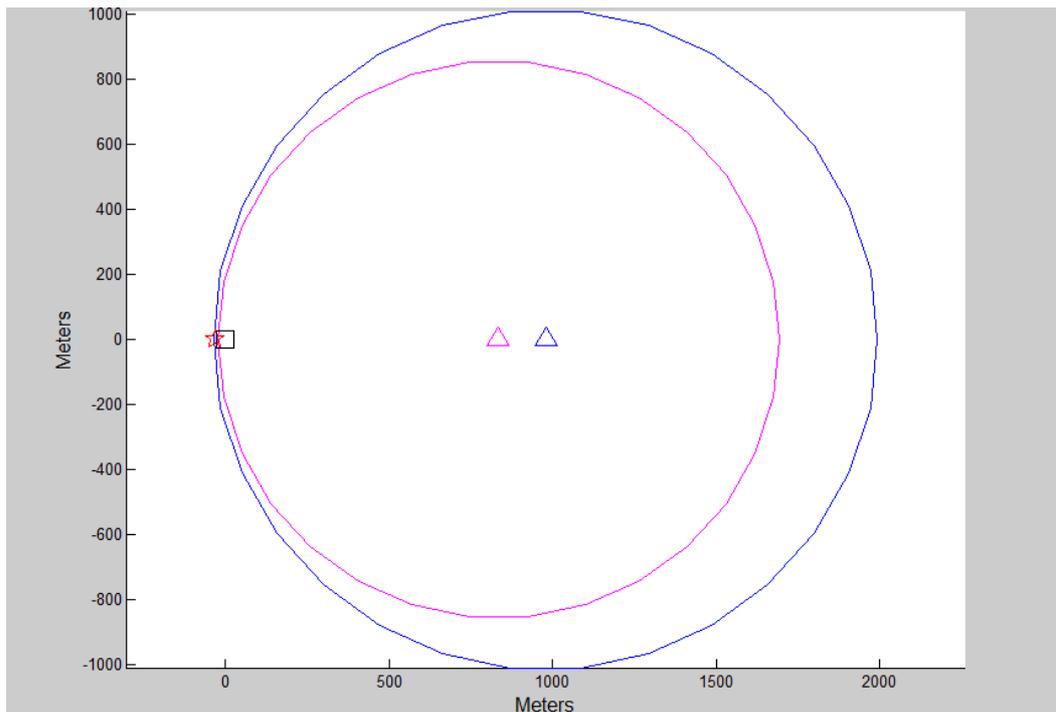


Figure 4.15 : Modélisation du réseau avec deux NodeB, le NodeB1 dans l'axe X et NodeB2 à 0° .

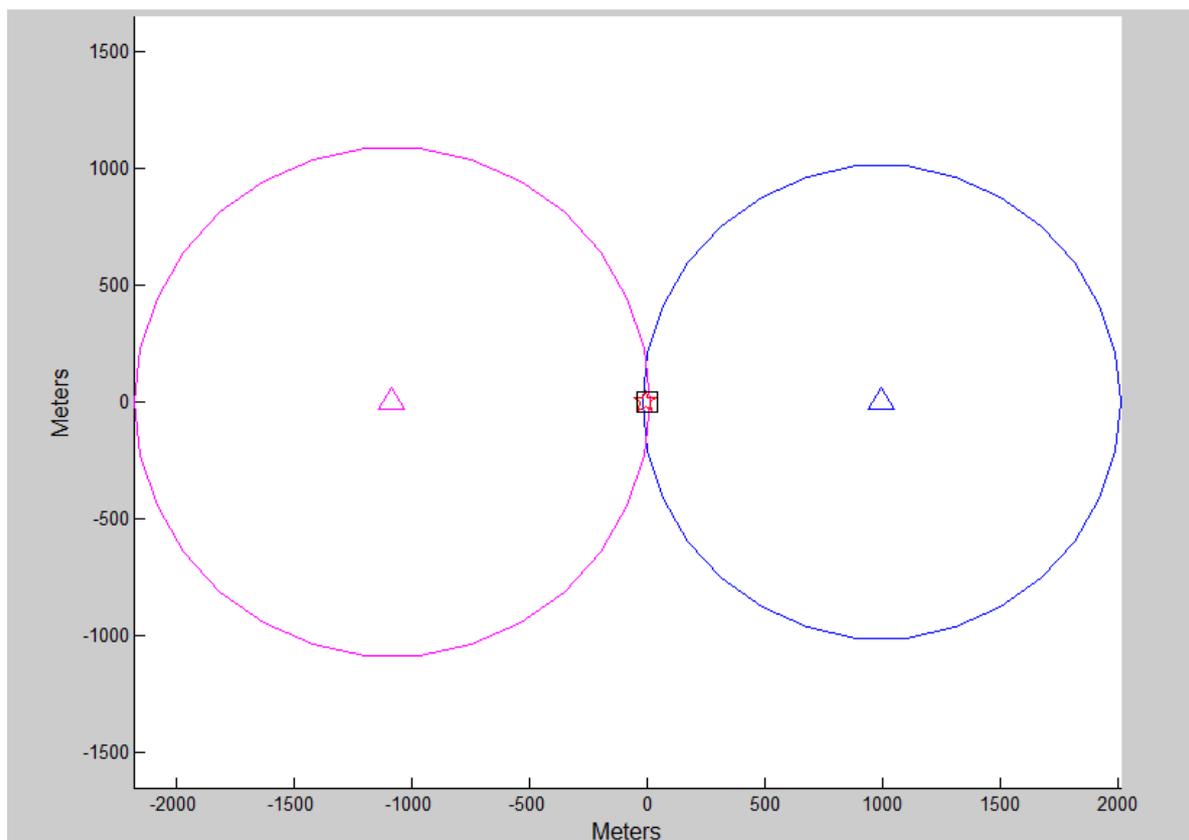


Figure 4.16: Le NodeB1 dans l'axe X, NodeB2 à 180°

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

L'approximation la plus exacte de la position du mobile est à 180 degrés, quand l'emplacement du NodeB et le mobile forme une droite.

Quand l'angle augmente l'erreur d'approximation s'incrémente car les deux intersections des radius deviennent plus en plus loin jusqu'au 40° pour atteindre la distance maximale entre la position estimée et la position réelle, ensuite elle se décrémente pour atteindre l'approximation la plus exacte à 180°, quand la distance devient minimale, comme le montre la figure 4.17.

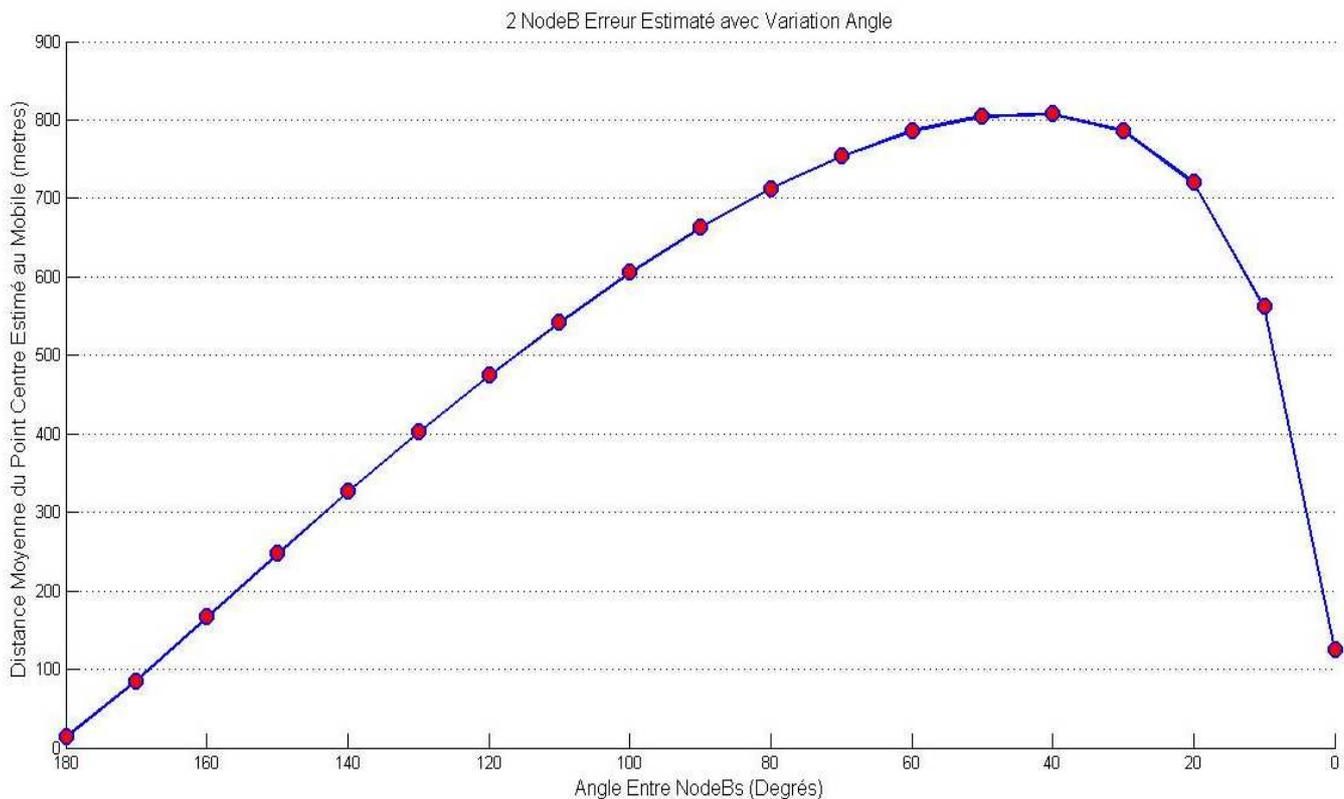


Figure 4.17 : L'analyse d'erreur d'approximation utilisant un réseau avec deux NodeB

L'ambiguïté de quelle intersection représente la position du mobile, nous poussons à l'approximation du point milieu entre les deux intersections.

Rappelons qu'un des deux intersections représente toujours la position actuel du mobile, mais l'algorithme elle-même ne peut pas différencier entre les deux intersections sans des connaissances à priori.

D'après le graphe représenté dans la figure 4.17, on remarque que lorsque l'angle continu à décroître, l'erreur d'approximation stabilise et après commence à se décroître, cela à

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

cause que l'angle entre les NodeBs tend vers 0, et l'ensemble du mobile, les NodeBs sont situés dans la même ligne.

Scénario 2 :

En répétant la même simulation précédente avec l'addition de TA standard déviation, des erreurs de mesure près de 0.5m et l'erreur de quantification près de 78.125m.

Le but est d'introduire une fluctuation dans les mesures de TA, ce qui requière une modification dans la déviation de rayon dans le code Matlab.

Une fois le rayon est calculé, une erreur de quantification de 78.125m est multiplié par un nombre qui suit une distribution aléatoire uniforme entre 0 et 1, est ajouté à la longueur du rayon, suivi par un biais additionnel de $\frac{1}{2}$ l'erreur de quantification, 39.0625m, qui est soustraite du résultat finale.

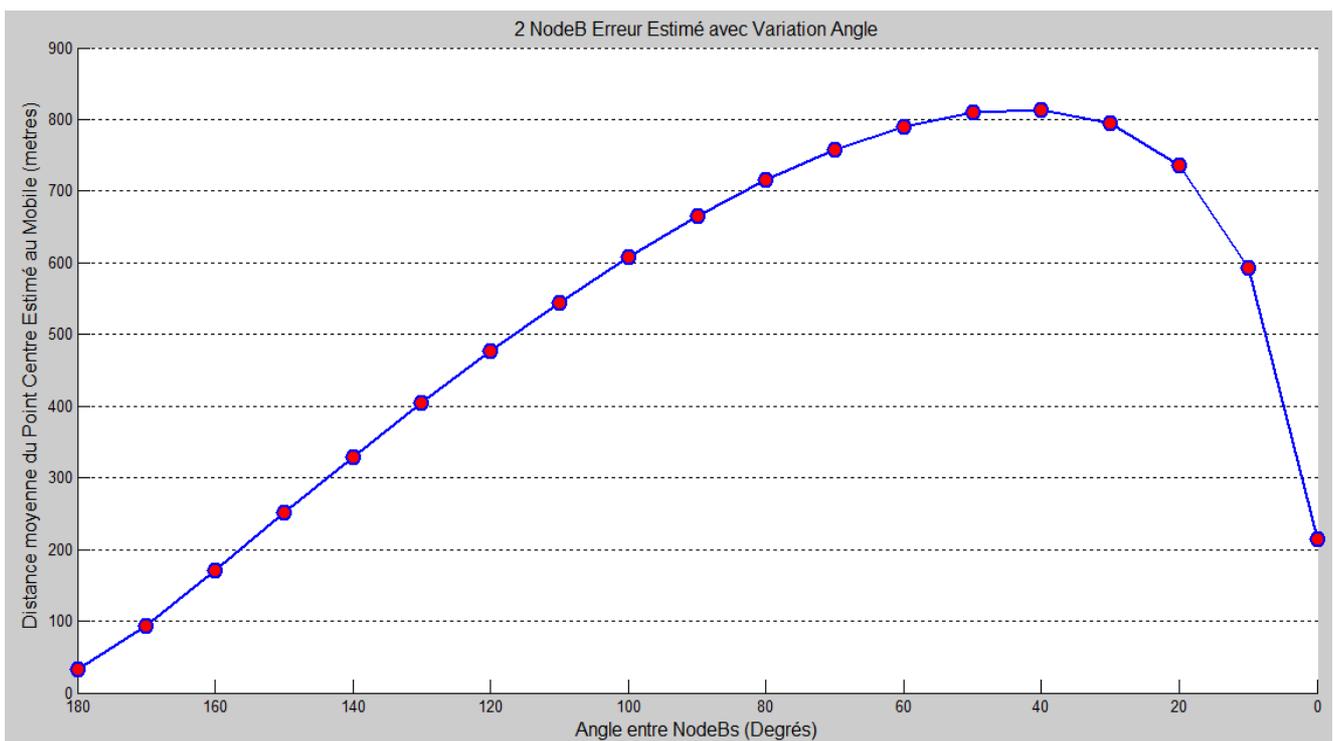


Figure 4.18 : L'analyse d'erreur d'approximation utilisant un réseau avec deux NodeB, application de standard déviation

D'après le graphe affiché dans la figure 4.18, on remarque que l'erreur d'approximation augmente légèrement lorsqu'on applique une standard déviation. Malgré

cela, l'erreur d'approximation suit la même ligne de distribution comme la simulation précédente qui est affichée sur la figure 4.17.

4.4 La simulation avec plusieurs NodeB :

La deuxième étape de simulation en Matlab, explore la localisation du mobile UMTS avec plus de deux NodeBs. L'introduction du troisième cercle du NodeB ou plus, résout les limitations présentées dans le cas d'estimation de l'approximation avec seulement deux NodeB, en enlevant l'ambiguïté du choix entre les deux points d'intersections, et ces relations avec la position actuel du mobile, alors l'estimation exacte de la position du mobile peut être maintenant déduite.

L'approche de simulation avec plusieurs NodeB utilise le même algorithme présenté dans la simulation avec deux NodeB. Les intersections de chaque NodeB sont calculées, et chaque intersection est comparée à l'intersection le plus proche de la paire suivante du rayon. Lorsqu'il est trouvé, les coordonnées des points d'intersection les plus proches sont ajoutés à la table, et le processus sera répété pour les paires restantes.

Le tableau complet des intersections proches forme des vertices pour le petit polygone corrélé avec le point d'approximation du mobile.

A partir de trois NodeB, On peut dériver trois paires d'intersection, on aura en total six points d'intersections. Les trois points d'intersection les plus proche sont choisis, lorsqu'ils sont dessinés doivent former un petit triangle près à la vraie position du mobile.

La forme et le nombre de vertices exacte du polygone sont inconnus. Donc pour calculer le point d'approximation, les valeurs des coordonnées x et y pour les intersections choisis sont moyennés. Respectivement pour trouver les coordonnées du point d'approximation dans le plan X-Y.

Différent scénarios concerne la position des NodeBs sont explorés utilisant cet algorithme.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

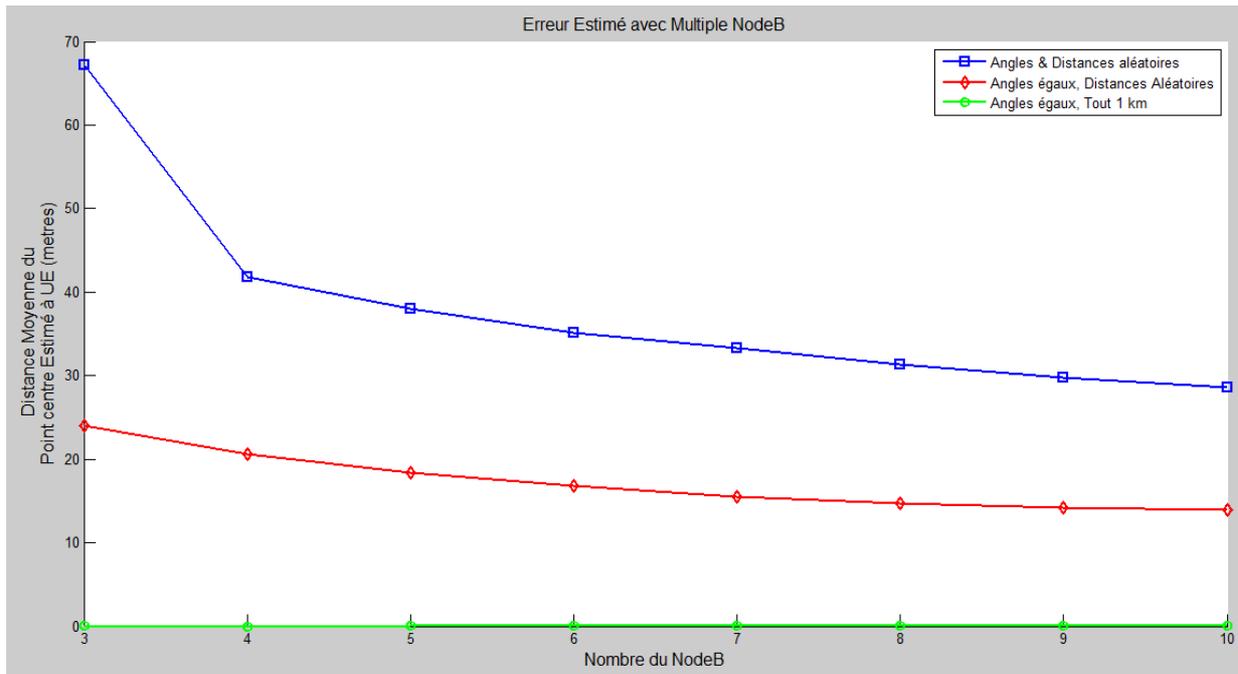


Figure 4.19 : Estimation de l'erreur de positionnement en fonction de nombre de BS.

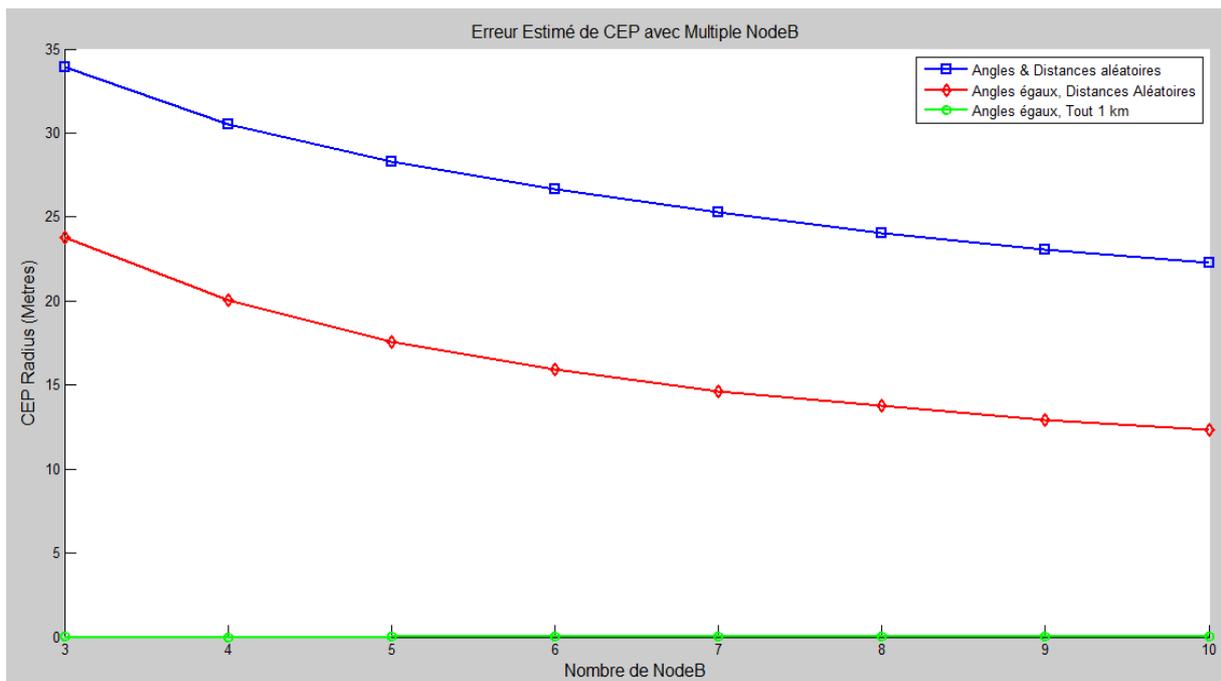


Figure 4.20 : Estimation de l'erreur CEP radium en fonction de nombre de BS.

La structure des scénarios lorsque les angles et les distances entre NodeB sont fixe permet une approximation plus exacte que dans le scénario où les NodeBs sont placés aléatoirement, comme il est affiché dans les résultats de la figure 4.19.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

Certaines estimations qu'ils sont centaines de mètres sont moyennées toute au long avec des résultats exacte, qui peut être vue avec une large erreur d'estimation de la position. Basant sur les résultats présentés dans la figure, les réseaux structurés affichent des erreurs d'estimation moins de 25m, le scénario avec des angles en espace régulier et des distances radiales fixes produisent des estimations avec des erreurs non significatives, comme le montre la figure 4.19.

Pour une analyse supplémentaire de la collection des données, les mêmes scénarios peuvent être comparés avec une probabilité d'erreur circulaire (CEP), avec un radius qui est 50% des échantillons liés est évalué, plutôt que d'utiliser la distance moyenne totale à partir l'approximation de la position du mobile.

Essentiellement la valeur médiane de 100.000 itérations est utilisée contre la moyenne de tous les résultats d'itérations.

5. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons décrit le processus de localisation de mobile. Nous avons présenté ensuite les différents aspects de la technique TDOA de localisation de mobile à savoir la méthode d'intercorrélation d'estimation de TDOA et quelques algorithmes de résolution de système d'équations non linéaires.

Dans la deuxième partie, des expérimentations ont été effectuées par simulation afin d'évaluer l'effet des principaux facteurs qui altèrent la précision de mesure de la localisation de mobile dans un réseau UMTS. Nous avons analysé l'effet du nombre de station de base sur la précision de l'estimation de la position du mobile, on a conclu que l'erreur de positionnement avec les mesures de TDOA diminue progressivement avec l'augmentation du nombre de BS. Nous avons ensuite analysé l'effet de la distance radium sur la précision de l'estimation de la localisation à partir d'une base de mesure de TDOA. Ainsi, nous avons mis en évidence la sensibilité de positionnement au bruit. Les performances du système de localisation se dégradent sensiblement en présence de bruit.

Enfin, une expérimentation, sur une méthode de localisation basée sur le TA, a permis de vérifier la faisabilité de la localisation de mobile avec une précision de l'ordre de quelques dizaine de mètres. A titre d'exemple, la précision de la localisation obtenue par le réseau UMTS avec un nombre de BS très élevés apparaît ainsi nettement meilleure.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RÉSULTATS

L'utilisation de la trilatération des triangles dans le plan de deux dimensions présente la localisation exacte doit être constamment pratique avec CEP moins de 60m.

Les conditions de telles approximations exactes de la position résident avec des connaissances spécifiques des valeurs de TA et les caractéristiques du NodeB. Cette information est impérative et important à considérer lorsqu' on emploi un système capable de la géolocalisation.

Avec les principes explorés vers recherche et simulation, il est possible de positionner un mobile avec une approximation moins de 60 mètres lorsqu'on utilise un schéma à deux dimensions, offert potentiellement 10 temps mieux exacte que les méthodes de GSM explorés dans la littérature.

D'après les résultats précédant, on remarque que l'erreur d'estimation avec la méthode de localisation basé sur les mesures de TA est importante que celle basé sur les mesures de TDOA.

Alors on peut conclure que la méthode basée sur les mesures de TDOA donne une meilleur précision que celle basée sur les mesures de TA.

Conclusions et perspectives

Le but de ce mémoire est de spécifier un panorama d'applications et des technologies pour la localisation des mobiles dans les réseaux UMTS, particulièrement la technique basée sur le temps d'avancement (TA) et celle basée sur les mesures de TDOA. Utilisant ces deux méthodes de radiolocalisation, les performances de localisation sont évaluées.

Des simulations performantes qui présentent principalement l'effet du nombre des NodeBs utilisés dans la structure du réseau, la distance radium et du bruit dans le système de localisation.

D'après les résultats des simulations obtenus avec les mesures de TA, on a constaté que dans le cas où les angles sont égaux et les distances sont fixes, qui est le cas le plus proche de la réalité, notre programme nous permet de donner une meilleure estimation de la position du mobile avec une erreur moins de 60mètres. D'autre part, un autre paramètre peut influencer le positionnement du mobile qui est le nombre des NodeBs autour du mobile, surtout dans le cas où les angles et/ou les distances sont aléatoires. On remarque d'après le graphe des résultats précédant que lorsque le nombre du NodeB augmente, alors la précision sera plus en plus proche à la position réelle.

D'après les résultats de simulations obtenus avec les mesures de TDOA, on a constaté que le nombre de station de base, le bruit et la distance Radium sont tous des paramètres qui influencent la précision de positionnement de la station mobile. L'erreur de positionnement augmente partiellement en diminuant le nombre de station de base. L'erreur de précision est minimale en utilisant l'algorithme de Taylor.

Notre futur travail inclut le développement d'autres méthodes qui permet une meilleure estimation de la position du mobile lorsque un autre réseau cellulaire est additionné au réseau UMTS et même faire une cohabitation entre les méthodes existant, afin d'améliorer la précision de positionnement, et arriver à une méthode dite performante.

Plusieurs domaines de recherche sont possibles. Cela s'adresse principalement aux méthodes permettant la réduction du taux d'erreur pour l'estimation de la position du mobile et identification de majeures sources d'erreurs qui sont la propagation multipath et NLoS.

Dans cette optique, il serait intéressant de poursuivre ces recherches pour traiter les cas de plusieurs trajets non directs.

Nos futures recherches seront focalisées sur la poursuite d'un mobile, qui est un sujet de recherche très intéressant avec introduction des nouvelles techniques.

BIBLIOGRAPHIE

[**AKK06**]: Nadine AKKARI, “A new approach for mobility and quality of service management for vertical handovers in next generation networks”, Thèse de doctorat, ENST, December 2006.

[**AKI10**]: Ian F. Akyildiz Wenye Wang Young-Jun Lee, “Location Management in 3G/4G Wireless Systems”, Publication, 2010.

[**ALA99**]: Fakhrul Alam, “ Simulation of Third Generation CDMA Systems”, Thesis, December 1999.

[**ALH10**]: **Fatima S. Al Harbi, Hermann J. Helgert**, “An Improved Chan-Ho Location Algorithm for TDOA Subscriber Position Estimation”, IJCSNS , VOL.10 No.9, 2010

[**ALI10**]: AL-IMRAN, “ Evaluation of video quality of service in 3G/UMTS wireless networks as succor for 3G/4G wireless network”, Thèse de master, May 2010

[**ALS04**]: Nayef Ali Alsindi, "Performance of TOA Estimation Algorithms in Different Indoor Multipath Conditions", These master, 2004

[**BAR07**]: S. Bartelmaos, K. Abed-Meraim, F. Soltani, "An efficient RAKE-CFAR method for downlink mobile positioning in UMTS FDD mode", pub, 2007

[**BES03**]: Robert BESTAK, « Les mécanismes de fiabilisation et leur adaptation dans les réseaux radio mobiles de 3G », Thèse doctorat, ENST, 18 Décembre 2003.

[**BOC07**] Michael Bocquet - “Contribution à la mise en place d’une plateforme de communication et de localisation en technologie ultra large bande en gamme millimétrique”, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2007

[**BOR03**]: JAKUB BORKOWSKI, “Performance of Cell ID+RTT Hybrid Positioning Method for UMTS”, Thèse de master, Tampere University of Technology, December 2003.

[**BOR06**]: Jakub Borkowski ,Jukka Lempiäinen,"Practical Network-Based Techniques for Mobile Positioning in UMTS", EURASIP Journal, 2006

[**BUC06**] Doina Bucur - "Location Sensing in Ubiquitous Computing", presentation for the Activity Based Computing group at DAIMI, Department of Computer Science, DAIMI Faculty of Science, University of Aarhus April, 2006

[**CAF02**]: JAMES J. CAFFERY, JR."WIRELESS LOCATION IN CDMA CELLULAR RADIO SYSTEMS", Livre, 2002

[**CAF98**]: James J, Caffery Jr , Gordon L. Stüber, "Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems", IEEE, 1998

[**CAR02**]: JAMES J. CAFFERY, JR, "Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems", Livre, 2002.

[**CHA94**]: Y. T. Chan, K. C. Ho, "A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location", IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 42, NO. 8, AUGUST 1994.

[**CHE06**]: K.W. Cheung,1 H. C. So, W.-K.Ma, Y. T. Chan, "A Constrained Least Squares Approach to Mobile Positioning: Algorithms and Optimality", EURASIP Journal,2006

[**CHI10**]: Chieng , "Geometrical Positioning with Hybrid TOA/AOA Approaches for Mobile Location in Wireless Systems", Pub, 2010.

[**CON02**]: L. Cong , W. Zhuang, "Hybrid TDOA/AOA Mobile User Location for Wideband CDMA Cellular Systems," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 1, pp. 439 – 447, July 2002.

[**DAN99**] : Thieryy DANSE, « L’avenir des téléphones mobiles de 3^{ème} Génération (UMTS) », Mémoire, Université Paris Dauphine, 25 Aout 1999.

[**GAY04**] : Guy Pujolle, « Les réseaux », Livre, Eyrolles, juillet 2004.

[**GEO10**]: George P. Yost and Shankari Panchapakesan, "Improvement in Estimation of Time of Arrival (TOA) from Timing Advance (TA)", IEEE Xplore, Février 2010

[GEZ07] Sinan Gezici - "A Survey on Wireless Position Estimation", Wireless Personal Communications, Volume 44, pp. 263 - 282, No. 3, October 2007

[GOR99]: Goran Swedberg, "Ericsson's mobile location solution", Ericsson Review N°4, 1999.

[GRO03] : Emmanuèle GROSICKI, « Techniques avancées du traitement d'antennes pour la localisation des sources, Application à la localisation de mobile : Cas UMTS », ENST, Thèse doctorat, 19 Décembre 2003.

[GRU01]: N.T.Thomas, D.G.Cruickshank, D.I.Laurenson, "Performance of a TDOA-AOA hybrid mobile location system", IEEE, 2001

[GUV09] Ismail Guvenc, Chia-Chin Chong - "A Survey on TOA Based Wireless Localization and NLOS Mitigation Techniques", IEEE Communications surveys and Tutorials, Vol. 11, Nr. 3, 3rd Quarter, 2009

[HOL00]: H. Holma and A. Toskala, "WCDMA for UMTS Radio Access for Third Generation Mobile Communications", John Willy and sons, 2000.

[JIN04]: JINGYUAN ZHANG, "Location Management in Cellular Networks", document, 2004.

[KOR03] : Juha Korhonen, « Introduction to 3G mobile communications » Second Edition, Livre, Artech House, 2003.

[KUP05]: Axel Kupper, Location-based Services Fundamentals and Operation, Livre, John Wiley & Sons Ltd, 2005.

[LAI01]: Heikki Laitinen, "Cellular Location Technology", Publication, Information Society Technologies, September 2001.

[LAN06] : Atte LANSISALMI, « UTRA Architecture », Publication NOKIA, 2006.

[LAO02] : Mourad 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, 2002

[**LAO06**] : Dhoha LAOUINI, « Analyse de la capacité/couverture d'un réseau UMTS, Application pour le positionnement des sites », Rapport de projet de fin d'études, SUP'COM, 2006.

[**LES10**] : Leslie A.Jarvis “Geolocation of LTE Subscriber stations Base on the timing advance ranging parameter”, Thèse de master, Naval Postgraduate School, December 2010.

[**LIA06**] : Omar HASNAOUI, « L'UMTS, Rapport de projet de fin d'études », Université Djilali LIABES, Thèse, 2006.

[**LIU07**] Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, Jing Liu - “Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems”, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, Vol. 37, No. 6 , pp. 1067 - 1080, November 2007.

[**MAK03**] : Rani MAKKE, « Qualité de service et performances des protocoles de transport dans l'UTRAN », Thèse doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST), 03 Juillet 2003.

[**MAR08**] : Jakub Marek Borkowski, “On applicable cellular positioning for UMTS”, Tampere 2008.

[**MAR10**] : J. G. Markoulidakis, C. Desiniotis, K. Kypris, “Method for improving the CGI++ mobile location technique by exploiting past measurements”, Publication, 2010.

[**MAS08**] : Anis MASMOUDI, « Capacité et dimensionnement des réseaux d'accès UMTS et évolution », Thèse doctorat, SUP'COM, 13 décembre 2008.

[**MAT01**] : Oskar Mattsson, “Positioning of a cellular phone using the SIM”, Thèse, 2001.

[**MCG02**] : JimMcGeough, “Wireless Location Positioning based on Signal Propagation Data”, Papier blanc, 2002.

[**MUN09**] David Munoz, Frantz Bouchereau, César Vargas, Rogerio Enriquez-Caldera - “Position Location Techniques and Applications”, Academic Press, Burlington, MA, 2009

[NIE03]: JARNO NIEMELA , “Impact of base station site and antenna configuration on capacity in WCDMA cellular networks”, Master thesis, Tempere University of Technology, 2003.

[PAH02] Kaveh Pahlavan, Xirong Li, J. P. Makela - “Indoor geolocation science and technology”, IEEE Communications Magazine, Vol. 40, No. 2. pp. 112-118, February 2002.

[PER01]: Werner PERNDL, “Scheduling algorithms for UMTS FDD Downlink”, These, WIEN, July 2001.

[PRI04] : PRISM, « Etude de la qualité de service dans les réseaux UMTS », Thèse, 2004.

[PUB00]: www.umtsworld.com

[PUB01] : www.etic-consulting.fr.

[PUB02]: www.3gpp.org

[PON09] : Xavier Pons, « Fusion de différentes modalités de radio localisation pour des applications de poursuite au sein de réseaux sans fil hétérogènes à très basses consommation », Rapport technique, 2009.

[PRA10]: N. B. Prajapati, R. R. Agravat and M. I. Hasan, “Simulated annealing for location area planning in cellular networks”, Publication, Mars 2010.

[RAH00]: Rahman I. Reza, "Data Fusion for Improved TOA/TDOA Position Determination in Wireless Systems, These de master, 2000

[ROX07] A. Roxin, J. Gaber, M. Wack, A. Nait-Sidi-Moh - “Survey of Wireless Geolocation Techniques”, IEEE Globecom Workshops, 1-9, 2007

[SAT06]: S.A. Sattarzadeh , B. Abolhassani, "TOA extraction in multipath fading channels for location estimation", IEEE, 2006

[SHA12]: SHA TAO, "Mobile Phone-based Vehicle Positioning and Tracking and Its Application in Urban Traffic State Estimation", Thèse, 2012

[STI03]: Stijn N-P-Van Cauwenberge, "Study of soft handover in UMTS", Thèse de master, Technical University of Denmark, July 2003.

[SRI07] A. Srinivasan, J. Wu , "A Survey on Secure Localization in Wireless Sensor Networks", Encyclopedia of Wireless and Mobile Comm., CRC Press, Taylor and Francis Group, 2007

[STA05] : William Stallings , « Réseaux et communication sans fil », Livre, Pearson, 2005.

[STE10] : STEFANUT Paul, « Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné », Thèse doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juin 2010.

[SUN05]: Guolin Sun, Jie Chen, "Signal processing techniques in network-aided positioning", IEEE publication, July 2005.

[THO01]: Nicholas James Thomas, "Techniques for mobile location estimation in UMTS", Thèse de doctorat, university of Edinburgh, October 2001.

[TRI07] : Ahmed TRIKI, « Dimensionnement et planification d'un réseau d'accès HSDPA », Rapport de projet de fin d'études, SUP'COM, 2007.

[URR01]: Andreu Urruela , Jaume Riba, "NOVEL CLOSED-FORM ML POSITION ESTIMATOR FOR HYPERBOLIC LOCATION", pub, 2001

[WRY01]: Wrya. Muhammad, Emmanuele Grosicki, Karim Abed-Meraim, Jean Pierre Delmas, Francois Desbouvries,"Uplink versus downlink wireless mobile positioning in UMTS cellular radio systems",pub, 2001

[WAS05] Giles Ibrahim Wass, "Radiolocalisation en milieu confiné non stationnaire", Mémoire Master Génie Electrique, Faculté des études supérieures de l'Université Laval, Mai 2005

[XIN02]: Xinrong Li, Kaveh Pahlavan, Jacques Beneat, "Performance of TOA estimation techniques in indoor multipath channels", IEEE, 2002