Numéro d'ordre: 40281



Université des Sciences et Technologies de Lille

# Rapport de thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'Université des

Sciences et Technologies de Lille

Spécialité: Micro et Nano Technologies, Acoustique et Télécommunications

Présentée et soutenue publiquement par STEFANUT Paul Le 24 Juin 2010

# Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné

#### Directeur de la thèse:

Mme. Martine Liénard, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

#### **Rapporteurs:**

M. Aziz Benlarbi-Delaï, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, ParisM. Ghaïs El Zein, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées, Rennes

#### Membres du jury:

M. Pierre Degauque, Professeur à L'Université des Sciences et Technologies de Lille M. Marc Heddebaut, Directeur de Recherche à l'INRETS, Lille

M. José M. Molina, Maître de conférences à l'Universidad Politécnica de Cartagena



Cité Scientifique 59655 Villeneuve d'Ascq Cédex Tél. +33 (0) 3.20.43.43.43 | www.univ-lille1.fr

# Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au sein du groupe Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique (TELICE) de l'Institut d'Electronique, Microélectronique et Nanotechnologies (IEMN).

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Madame M. Liénard pour avoir encadré mon travail de thèse, pour ses conseils, ses encouragements, la patience et l'intérêt qu'elle à porté à mes travaux tout au long de leur avancement. Je remercie vivement à Monsieur le professeur P. Degauque, directeur du groupe TELICE, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire pendant la durée de ce travail. Je remercie également à D. Gaillot, A. Nasr et W. Joseph pour leur collaboration qui m'a permis de dépasser les impasses rencontrées le long de ce travail.

J'exprime ma profonde gratitude à Messieurs A. Benlarbi-Delaï et G. El Zein pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail. Je remercie aux membres du jury, Messieurs M. Heddebaut, Directeur de Recherches à l'INRETS, Lille et J. Molina Maître de Conférences à l'Universidad Polytécnica de Cartagena, pour examiner les résultats de mes recherches et pour leur participation à ma soutenance de thèse.

Je remercie sincèrement à P. Laly, Ingénieur de Recherche au sein du groupe TELICE pour son aide pendant les campagnes de mesures et pour tous ses conseils et à E. Gillmann, secrétaire au sein du groupe, pour l'aide qu'elle m'a apportée par rapport aux démarches administratives effectuées le long de ces années.

Je remercie à Ioana et à ma famille pour le soutient qu'ils m'ont accordé tout au long de mes études. Je ne puis évidemment terminer sans adresser mes remerciements aux membres du personnel du laboratoire TELICE, les collègues doctorants, les stagiaires, pour les bons moments passés ensemble pendant ces années de thèse.

# Table des matières

ntroduction générale		
Chapitre I - Etat de l'art des techniques et systèmes de		
localisation	.13	
1. Introduction	13	
2. Localisation et positionnement	14	
3. Etat de l'art des techniques de localisation	14	
3.1. La localisation en espace libre	15	
3.1.1. Le système GPS	15	
3.1.2. Les systèmes cellulaires	17	
3.2. La localisation intra-bâtiment	19	
3.2.1. Modèle du canal de propagation radio	20	
3.2.2. Les paramètres du canal utiles à la localisation	23	
i. Received Signal Strength (RSS)	23	
ii. Time of Arrival (TOA), Time Difference of Arrival (TDOA)	23	
iii. Angle Of Arrival (AOA)	25	
iv. Phase Difference of Arrival (PDOA)	25	
v. Synthèse des techniques associées aux paramètres du canal	26	
3.2.3. Les algorithmes	27	
i. Algorithmes pour les scénarios LOS	27	
ii. Méthodes indépendantes de la configuration géométrique	31	
iii. Algorithmes de localisation en scénario NLOS	32	
3.3. Localisation à l'aide des réseaux sans-fil	40	
4. Conclusion	44	
Chapitre II - Les méthodes d'estimation de paramètres du canal	<b>.4</b> 7	
1. Introduction	47	
2. Modèle du signal reçu	51	
2.1. Modèle de propagation	51	
2.2. Géométries typiques des réseaux d'antennes	53	
2.2.1. Les réseaux linéaires	54	
2.2.2. Les réseaux circulaires	55	
2.2.3. Les réseaux rectangulaires	56	
2.3. Le modele du signal reçu	56	
2.3.1. Modèle du signal en bande étroite	56	

2.3.2. Modèle du signal en large bande	58
3. Les méthodes d'estimation d'un seul paramètre (1D)	59
3.1. Estimation du nombre de trajets	60
3.2. Les méthodes de prétraitement pour la décorrélation des sources	61
3.2.1. Le lissage spatial	61
3.2.2. La moyenne directe-inverse	63
3.3. Estimation 1D par les méthodes spectrales	63
3.3.1. La formation de faisceaux	63
3.3.2. La méthode de Capon	65
3.4. Les méthodes à haute résolution	66
3.4.1. MUSIC	66
3.4.2. Root MUSIC	68
3.4.3. ESPKIT 3.4.4. Unitary ESPRIT	/0
3.4.5. SAGE	78
4. L'estimation conjointe des paramètres	
4.1 MUSIC	79
4.2. Root-MUSIC	81
4 3 ESPRIT	
4.4 SAGE	02
4 5 RIMAX	
5 Synthèse des résultats nubliés dans la littérature	91 80
6. Conclusion	01
6. Conclusion	91
Charity III Derformances des algorithmes d'estimation des	
Chapitre III - Feriormances des algorithmes d'estimation des	02
1 Interdention	93
1. Introduction	93
2. Description des canaux synthétiques	93
3. Performances des différents algorithmes dans un canal synthétique	94
3.1. Performances des estimations 1D en fonction du facteur R	95
3.2. Performances des estimateurs 2D	96
3.2.1. Analyse paramétrique en fonction du SNR	96
3.2.2. Etude paramétrique en fonction du facteur R	97
5.2.5. Influence a une erreur a estimation du nombre de trajets sur les	

performances des algorithmes973.2.4. Influence de la non stationnarité le long du réseau983.2.5. Influence d'une perturbation sur la DOA et la DOD1003.3. Performances des estimations 3D101

3.3.1. Influence du nombre d'éléments du réseau sur les performances des	5
algorithmes	101
3 3 3 Influence du nombre de trajets	
3.4 Comparaison des performances des algorithmes SAGE et RIMA	X 106
3 4 1 Estimation des composantes cohérentes du canal	106
3.4.2. Estimation des composantes cohérentes en présence d'une partie di	ffuse. 109
i. Description de la configuration expérimentale	109
ii. Modélisation d'un canal synthétique équivalent et performances des algorith	111 nmes 111
iii. Estimation dans un environnement réel type salle de sports	116
4. Conclusion	119
Chapitre IV - Localisation en environnement intra-bâtiment	121
1. Introduction	121
2. Le procédé de localisation	
2.1. Principe et hypothèses de base	
2.2. Résolution du système d'équations	
2.3. Validation du procédé avec 2 récepteurs	
2.4. Optimisation du procédé	
2.5. Performances de la méthode en présence d'erreurs sur l'estimati	on
des paramètres	134
2.5.1. Estimation des TOA et DOA/DOD par l'algorithme RIMAX	134
2.5.2. Performance de la méthode en présence d'erreurs ajoutées sur	126
Pestimation ideale des parametres	
3. Performance du système de localisation: scenario LOS	13/
3.1. Description de la simulation et validation des hypothèses	
4. Localisation en scenario mixte LOS-NLOS	142
4.1. Le paramétrage du simulateur de propagation	
4.2. Environnement de type « labyrinthe »	143
4.3. Environnements de type « bureaux »	
4.3.1. Localisation avec 3 recepteurs	148
5. Localisation on scénario LOS dans un anvironnement réal	149
6 Conclusion	IJI
	134

Chapitre V - Déploiement d'un réseau sans fil et localisation dans	5
un environnement de type zone d'échanges multimodale	155
1. Déploiement d'un réseau sans-fil dans la zone d'échanges	.156

	101
Conclusion générale et perspectives	177
3. Conclusion	176
2.2.2. Performances du procédé avec estimation des paramètres avec RIMA	X 174
2.2.1. Performances théoriques	173
2.2. Localisation dans un environnement synthétique	173
2.1. Validation des hypothèses de localisation	172
2. Localisation dans la zone Transpole	172
1.5. Analyse large bande du canal	170
le sous sol "Transpole"	163
1.4. Etude spatio-temporelle de la liaison entre les bornes $A_2$ et $C_{1bis}$ - Liaison 5 GHz (éventuellement 2 GHz) entre la borne relais extérieure	e et
1.3. Echanges de données entre la zone sous sol "Transpole" et la "surface"	161
1.2. Couverture de la zone "Transpole" en Wi-Fi	157
1.1. Description de la configuration	156

# Introduction générale

Durant cette dernière décennie, les communications mobiles sans fil ont joué, et jouent encore, un rôle important dans les changements sociétaux en proposant aux utilisateurs de plus en plus nombreux d'être connectés en permanence à l'Information. Le terme Information est général et inclus non seulement la banque de données, sans cesse alimentée, d'Internet mais aussi les services. La multiplicité des applications désormais disponibles sur les mobiles en est un exemple. Tous ces services nécessitent un débit élevé qui, multiplié par le nombre d'utilisateurs, devient important au regard de la bande passante offerte. Pour répondre au challenge auquel doivent faire face les chercheurs pour rendre compatible le débit avec les ressources spectrales disponibles, diverses solutions techniques sont apparues à différents niveaux des couches du modèle OSI. Citons par exemple l'Internet Protocol (IP) ou encore les techniques de diversité introduites progressivement dans les derniers systèmes de communication, telles la diversité de code implémentée dans la 3G, la diversité fréquentielle ou plus récemment, la diversité spatiale nécessitant des réseaux d'antennes à l'émission et/ou à la réception.

Cette dernière technique, connue sous la terminologie MIMO pour « Multiple Input Multiple Output », est intégrée dans les derniers standards des réseaux sans fil et fait déjà son apparition sur le marché des téléphones portables et des stations Wi-Fi. Elle tire ses bénéfices des trajets multiples inhérents aux canaux de propagation en milieu urbain ou à l'intérieur des bâtiments. Au delà des solutions offertes pour augmenter le débit des communications, les techniques MIMO offrent la possibilité de retrouver, à l'aide d'algorithmes de traitement du signal, quelques paramètres physiques des signaux reçus et/ou transmis. Cette propriété va être exploitée pour offrir, par exemple aux terminaux Wi-Fi, la possibilité de se localiser dans des milieux confinés où les techniques développées pour la localisation des mobiles en extérieur ne sont pas aisément transposables.

La demande est très forte pour ce genre d'application, notamment dans les lieux publics tels que les gares ou zones d'échanges multimodales, puisque la technologie pourrait être mise au service des usagers pour faciliter leur déplacement entre les différents modes de transport (taxi, train, bus, voiture). Il s'agit de plus de développer de nouveaux services en rendant le voyage « intelligent » et en proposant l'accès à une vaste gamme de services en temps réel. Ces services couvriraient aussi bien les paiements en ligne de la totalité du voyage que la gestion des correspondances, les horaires de transports, les retards ou perturbations du trafic, des informations touristiques et l'aide à la mobilité.

Cette volonté d'accélérer la rencontre entre le monde de la mobilité et la société d'information s'est concrétisée dans le cadre du projet VIATIC, un des premiers projets labellisé du pôle de compétitivité à vocation mondiale *i-trans*, ce pôle ayant pour objectif de répondre aux enjeux internationaux des transports innovants. Du latin « viaticum » signifiant provisions pour le voyage, VIATIC associe le voyage (VIA) aux nouvelles technologies (TIC).

L'objectif général de cette thèse est donc de proposer une solution de localisation pour aider le voyageur dans ses déplacements dans une zone d'échanges ou des gares. Dans notre contexte, les difficultés pour localiser avec précision sont nombreuses et on peut réellement parler de challenge. La première difficulté réside dans les conditions de propagation entre un utilisateur et les bornes Wi-Fi car, bien que souvent positionnées au plafond, la ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur peut être occultée par d'autres passagers ou par la présence d'obstacles tels les cages d'ascenseur, escaliers ou boutiques. D'autres points qui vont limiter la précision et sur lesquels il faudra également mettre l'accent, portent sur la faible bande passante accordée aux communications Wi-Fi ainsi que la surface des réseaux d'antennes qui doit être faible pour s'adapter à celle disponible sur les PDA ou téléphones portables.

Le premier chapitre de cette thèse est un état de l'art des algorithmes et des systèmes de localisation ayant fait l'objet de brevets ou de publications. De nombreux articles font état de techniques de localisation précises quand il s'agit de scénarios de propagation en visibilité directe ou Line of Sight (LOS) mais malheureusement quand le rayon direct est fortement atténué ou inexistant (situation en non ligne de vue - Non Line of Sight - NLOS), les solutions proposées en contexte de trajets multiples sont peu nombreuses et montrent de faibles performances.

Le procédé de localisation proposé s'appuie sur les paramètres permettant de décrire le parcours des rayons entre l'utilisateur et les bornes Wi-Fi. Cette information est disponible au niveau des bornes grâce à l'utilisation conjointe des réseaux d'antennes et d'algorithmes de résolution de problèmes inverses. Ces algorithmes, décrits dans le deuxième chapitre, ont été principalement développés ces dernières années pour la caractérisation spatio-temporelle du canal. Leur complexité mathématique devient importante dès lors qu'il s'agit d'estimation conjointe de plusieurs paramètres. Dans ce chapitre, nous décrivons les principaux algorithmes tels que MUSIC, ESPRIT, SAGE et RIMAX en expliquant le procédé mathématique utilisé pour le cas simple d'estimation d'un seul paramètre du canal, comme les angles de départ ou d'arrivée des rayons ou leurs retards respectifs. Le cas multidimensionnel est abordé à la fin de ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, les résultats des études paramétriques sur la sensibilité des algorithmes d'estimation des paramètres du canal face à certaines contraintes liées aux caractéristiques des réseaux Wi-Fi ou du canal sont décrits. Plus particulièrement, on s'attache à étudier leur robustesse face au rapport signal sur bruit, au nombre d'antennes utilisées dans les réseaux et au nombre de trajets à estimer. La plupart des simulations sont réalisées dans des canaux théoriques composés uniquement de rayons cohérents, les canaux réels présentent, quant à eux, vers des fréquences de l'ordre de 3 ou 5 GHz, des composantes diffuses qui peuvent devenir importantes. Ce point a également été étudié en testant les performances de certains algorithmes dans des canaux mesurés.

Le quatrième chapitre est consacré à la description du procédé de localisation et à l'algorithme qui y est associé. Comme nous l'avons déjà signalé, une des principales difficultés pour estimer la position de l'émetteur à partir de mesures faites sur différentes

stations de réception est l'absence possible de trajet direct car une méthode de triangulation usuelle mènerait à des résultats aberrants. Nous avons donc supposé que les premiers rayons arrivant dans le domaine temporel sont le trajet direct, s'il existe, et les rayons ayant subi une réflexion ou une diffraction. Le principe de la méthode consiste à extraire des informations de direction d'arrivée et de retards, la position de l'ensemble des sources réelle et virtuelles, donc les points de réflexion (ou/et de diffraction) et la position de l'émetteur à localiser. Une validation théorique a été menée en considérant des environnements dont la complexité géométrique augmente progressivement. Des méthodes statistiques sont proposées pour contribuer aux règles d'ingénierie pour l'implantation judicieuse des bornes dans tout type d'environnement.

Le dernier chapitre présente les résultats des travaux de caractérisation du canal pour une application particulière qui concerne une zone d'échanges multimodale située dans le centre de Lille. Une grande partie de cette zone se situe au premier sous-sol d'un vaste ensemble. Une première phase du projet a trait à l'optimisation de l'implantation des bornes Wi-Fi pour assurer la couverture radio de celle-ci et de la zone de transition avec le réseau extérieur. Pour cela une analyse bande étroite et large bande a été menée. Une simulation de la propagation par tracé de rayons a également été effectuée pour prédire les performances de la méthode de localisation.

# Chapitre I - Etat de l'art des techniques et systèmes de localisation

# **1. Introduction**

La localisation intra-bâtiment de précision trouve une multitude d'applications non seulement dans le domaine grand public mais également dans celui de la sécurité publique et militaire. On peut citer comme exemple d'applications commerciales, les systèmes de surveillance des personnes âgées ou des enfants, des systèmes d'aide à la mobilité pour les malvoyants et également la localisation de mobile ou de colis dans des entrepôts. Dans le domaine de la robotique en milieu industriel, la localisation permet de guider les robots dans des endroits difficilement accessibles ou contaminés pour exécuter différentes tâches.

En télécommunications l'objectif est un peu différent, les stations de base associées à des antennes intelligentes estiment la direction du mobile, avec une précision, certes toute relative, et effectuent une modification de leur diagramme de rayonnement afin de focaliser l'énergie dans la direction donnée. Notons que cette méthode appelée *formation des faisceaux* ou *beamforming* permet d'augmenter ainsi le débit et/ou la qualité de la communication. On peut également citer des applications dans les domaines de la sécurité publique et militaire afin de localiser et suivre le déplacement de pompiers ou policiers exécutant des missions à l'intérieur des bâtiments ou des systèmes permettant la surveillance des détenus en prison.

Dans le contexte de la thèse, l'application de la localisation intra bâtiment est principalement de guider le voyageur lors de ses déplacements dans les zones d'échanges de transport multimodales associant bus, métro, train et taxi. Dans ce chapitre, nous retraçons l'historique des différents procédés de localisation et présentons ensuite les systèmes qui ont réellement émergés ces dernières années en milieux confinés.

Les éléments constitutifs d'un système de localisation sont divisés en trois parties principales. La première est constituée d'un ensemble de capteurs permettant de recueillir les signaux (acoustiques, électriques, etc.) provenant de l'objet à localiser ou des références par rapport auxquelles le positionnement sera effectué dans le cas où la mesure et l'exploitation se font au niveau de l'objet même. Le traitement de ces mesures permet d'extraire les paramètres qui seront exploités par la suite, à travers des algorithmes spécifiques, pour déterminer la position de l'objet d'intérêt. Les paramètres les plus usités seront présentés dans les prochains paragraphes.

La deuxième composante est représentée par une partie intelligente dotée d'un certain algorithme qui est capable de fournir, à partir d'un ensemble de paramètres, les coordonnées de l'objet mobile. Ce processus, différent selon la méthode de localisation employée, doit aussi englober les moyens de compenser les erreurs de précision sur les mesures. Les spécifications du système et l'équipement utilisé sont différents en fonction du type de données exploitées. La troisième partie concerne l'interface par l'intermédiaire de laquelle les résultats sont fournis à l'utilisateur. Ces résultats peuvent être donnés sous forme numérique ou ils peuvent être représentés sur une carte.

Dans une première partie, nous décrivons l'état de l'art des techniques de localisation, en distinguant celle applicables en espace libre puis celles qui ont été développées pour des applications en milieu confiné.

# 2. Localisation et positionnement

La réalisation d'un système de localisation implique une infrastructure contenant un ensemble des capteurs permettant d'acquérir les informations nécessaires sous diverses formes (acoustique, électrique, etc.), une référence par rapport à laquelle la position de l'objet à localiser est déterminée et une partie intelligente permettant de traiter les échantillons acquis et d'extraire l'information nécessaire pour déterminer la position.

Le traitement des données peut être effectué à un emplacement dédié du réseau ou au niveau de l'objet mobile souhaitant se localiser. Dans le premier cas le procédé est appelé localisation tandis que dans le deuxième il est connu sous le nom de positionnement **[BEN02].** Si l'information sur la position est calculée au niveau du réseau et retransmise à l'objet mobile ou inversement, les deux notions peuvent être inter-changées.



Figure I.1: Principe de la localisation et du positionnement

# 3. Etat de l'art des techniques de localisation

Plusieurs classifications des systèmes de localisation intra bâtiment 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.

Pour notre application, nous nous sommes orienté vers la première approche en souhaitant adapter à des réseaux WLAN existants un procédé de localisation tout en sachant que leur faible bande passante sera une contrainte importante pour accéder à des précisons fines des positions à estimer.

La gamme des solutions possibles pour les applications de localisation est constituée par les systèmes à repères, les systèmes inertiels ou les systèmes à ondes **[BEN02]**. Les systèmes à repères utilisent des balises installées dans des positions fixes, connues à tout instant. Une indication sur la position de l'objet est obtenue en recherchant la balise la plus proche. Les systèmes inertiels exploitent la vitesse ou l'accélération de l'objet souhaitant être localisé. La position de départ étant connue, l'intégration dans le temps de l'accélération subie par le mobile permet d'estimer sa position. Dans cette catégorie on retrouve les odomètres, les accéléromètres et les gyroscopes.

Les systèmes à base d'ondes exploitent les perturbations produites dans un système physique par l'énergie d'une onde optique, acoustique ou électrique. Dans un premier temps les ondes sonores et optiques/lumineuses ont été exploitées dans la réalisation des systèmes de positionnement. Leurs performances étant limitées en particulier en présence d'obstacles, ces dispositifs sont limités à certaines catégories d'applications. Les systèmes de localisations basés sur l'utilisation des signaux radio ont connu un essor plus important. Dans la suite nous distinguons les techniques de localisation en espace libre de celles développées pour les milieux confinés.

# 3.1. La localisation en espace libre

Globalement, ils existent trois approches utilisées pour localiser et/ou positionner des objets mobiles en espace libre:

➢ positionnement basé sur les satellites: l'objet 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): l'objet mobile est localisé à l'aide des signaux qu'il transmet au réseau cellulaire de type GSM par exemple ou trouve sa position à l'aide des signaux reçus.

Les méthodes hybrides ou coopératives associent les réseaux cellulaires terrestres et satellitaires.

### 3.1.1. 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 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 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 (particulièrement en canyon 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 l'objet 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]**.

# 3.1.2. Les systèmes cellulaires

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

- > Exogènes: modifications au niveau du réseau cellulaire;
- > Endogène: modifications au niveau de l'objet 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 de l'objet mobile et renvoient les résultats à l'objet mobile. L'approche endogène donne naissance à deux types d'implémentation:

➢ Mobile based: l'objet 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: l'objet 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.

La méthode la plus simple de localisation cellulaire est basée sur l'identification de la cellule dans laquelle se trouve l'objet mobile.



Figure I.2: Principe de la méthode Cell-ID

Cette méthode, connue sous le nom de Cell-ID et dont le principe est donné dans la **Figure I.2**, consiste à identifier au niveau du réseau la cellule dans laquelle l'objet mobile se trouve et lui transmettre la position connue de la station de base qui desservit la cellule. Un avantage de cette méthode est représenté par le fait qu'aucun calcul n'est utilisé pour déterminer la position, la méthode est ainsi très rapide. L'inconvénient majeur est lié au fait que la précision de cette technique est directement proportionnelle à la dimension de chaque cellule qui peut varier entre 2 et 20 km, en fonction de la densité des obstacles présents dans l'environnement et le nombre d'utilisateurs desservis.

La méthode E-OTD (Enhanced - Observed Time Difference) développée par Cambridge Position Systems, opère dans les réseaux GSM et GPRS. Le téléphone mobile envoie un signal aux stations de base se situant à proximité de celui-ci, la station la plus proche renvoie un signal réponse qui est analysé par un serveur dédié pour déterminer la position du mobile dans la zone couverte par la station de base. L'objet mobile doit être équipé avec des circuits spécifiques. Le temps nécessaire pour effectuer la localisation de l'objet mobile est d'environ 5 secondes et la précision est de 30-50 mètres **[ROX07]**. L'inconvénient de la technologie est lié à sa sensibilité aux trajets multiples, de plus elle augmente fortement le trafic du réseau.

La méthode O-TDOA (Observed Time Difference of Arrival) est spécifique aux réseaux UMTS et nécessite la réception au niveau de l'objet mobile des signaux provenant d'au moins trois stations de base. La position de l'objet mobile est donnée par l'intersection d'au moins deux hyperboles résultant de la différence des retards des signaux, encodés dans les trames UMTS, provenant des stations de base prises par deux.

La méthode U-TDOA (Uplink Time Difference of Arrival), développée par TruePosition **[ROX07]**, compare les temps d'arrivée au niveau des stations de base des signaux transmis par l'objet mobile. Aucune modification n'est nécessaire au niveau de l'équipement mobile. La précision de la méthode dépend du nombre de stations de base disponibles et de leur densité.

Ils existent aussi des méthodes qui utilisent la puissance du signal reçu ou des méthodes géométriques. Ces méthodes seront décrites dans le cas de la localisation intra bâtiment.

Toutes ces techniques ont de bons résultats dans le cas où l'objet mobile se trouve en visibilité directe avec la/les stations de base. Dans le cas où les mobiles ne se trouvent pas en visibilité directe, l'estimation de leur position est fortement dégradée. La précision est très sensible aux conditions de propagation du signal et les phénomènes tels que la dispersion, la diffraction et les trajets multiples vont introduire des erreurs. Ces conditions de propagations sont à l'image du canal intra bâtiment et limitent, en conséquence, l'utilisation des techniques mentionnées auparavant dans ce type d'environnement. Les systèmes ayant transposés ces techniques en environnement indoor ont montré des précisions de localisation médiocre.

Une représentation qui permet de mettre en relation les principales techniques de localisation en espace libre et leurs performances, extrait de [MUN09], est donnée dans la Figure I.3:



Figure I.3: Synthèse des principales techniques de localisation en espace libre et leurs performances [MUN09]

# **3.2.** La localisation intra-bâtiment

Les premiers systèmes de localisation intra bâtiment ont été développés à l'aide des capteurs infrarouge **[TSE01]**. Plusieurs émetteurs infrarouges capables de transmettre des informations concernant leur identité sont placés à différentes positions à l'intérieur du bâtiment que le réseau doit desservir. Des récepteurs infrarouges sont dotés d'un processeur permettant de traiter l'information et d'en déduire leurs coordonnées. L'inconvénient majeur de cette approche est représenté par le fait qu'en l'absence de la visibilité directe, ces systèmes ne fonctionnent plus (les signaux infrarouges sont fortement atténués par les murs et les objets se trouvant à l'intérieur des bâtiments).

Le même problème est rencontré dans le cas de systèmes basés sur l'exploitation des ultra-sons, même si les performances communiquées dans la littérature pour le cas LOS **[ZHA08]** sont très encourageantes. On s'intéresse par la suite notamment aux systèmes basés sur l'exploitation des ondes électromagnétiques dans le cadre des réseaux sans fil qui ont récemment connu un développement intensif.

Les systèmes classiques de localisation radioélectrique exploitent des informations issues de la mesure des distances ou directions associées à un algorithme approprié. Une classification de ces systèmes peut être faite à partir des caractéristiques des signaux exploités pour extraire les informations sur la position tels la puissance du signal, le temps de parcours, l'angle d'arrivée, la phase du signal reçu ou la différence des temps d'arrivée entre différents points.

La conception, planification et implémentation des réseaux sans fil nécessitent une connaissance des caractéristiques du canal de propagation permettant de prédire les performances du système envisagé. Le concept de canal de propagation est employé afin de décrire les caractéristiques de la propagation des ondes électromagnétiques entre un point de

transmission et un point de réception, dans un environnement donné, en prenant en compte toutes les interactions possibles avec l'environnement.

# 3.2.1. Modèle du canal de propagation radio

Le canal de propagation intra bâtiment est fortement dépendent de la configuration géométrique de l'environnement, des matériaux de construction employés et de la présence des différents objets et personnes; il est affecté par une abondance de multi-trajets et souvent par l'absence de la visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Les caractéristiques du signal mesuré en réception dépendent d'un ensemble de paramètres qui correspondent en partie au système de transmission-réception employé et en partie aux caractéristiques du canal de propagation.

Dans l'environnement intra-bâtiments, le signal transmis arrive au niveau du récepteur via des trajets multiples causés par les mécanismes de propagation des ondes. La propagation est dominée par les réflexions, diffractions, transmissions et la diffusion des ondes sur les éléments présents dans l'environnement. Une caractérisation générale du canal intra-bâtiment de manière déterministe est très difficile car les trajets contribuant varient en fonction de la configuration géométrique de l'environnement, les propriétés électriques des matériaux utilisés, les obstacles présents, etc.

La modélisation basée sur l'optique géométrique présente le canal comme une superposition d'un nombre fini de trajets, chaque trajet étant caractérisé par un ensemble de paramètres. La précision du modèle dépend, entre autres, du nombre de rayons pris en compte pour la caractérisation du canal.

Afin de simplifier le problème, si on considère un système avec des antennes omnidirectionnelles en transmission et réception, l'énergie sera transmise dans toutes les directions de l'espace. Chaque rayon arrivant au récepteur est caractérisé par son amplitude complexe, son retard, ses directions d'arrivée et de départ en azimut et élévation et la fréquence Doppler. Le dernier paramètre est d'intérêt uniquement dans le cas des communications où un ou l'ensemble de points est en mouvement. Ce modèle, basé sur la théorie de l'optique géométrique, est valable à une fréquence donnée, pour les canaux large bande la caractérisation doit se faire à chaque fréquence dans la bande d'intérêt.

Une modélisation qui prend en compte l'ensemble de ces paramètres est donnée dans le cas des canaux MIMO. Afin de pouvoir estimer chacun des paramètres intervenant dans ce modèle, nous devons disposer d'un ensemble d'échantillons dans le domaine représentatif pour chaque paramètre. Ainsi pour estimer les retards, si le canal est sélectif en fréquence, nous devons disposer d'un ensemble suffisant d'échantillons pris à des fréquences différentes et pour les paramètres angulaires des échantillons dans le domaine spatial, acquis à l'aide des réseaux d'antennes **[STE01]**. Les techniques permettant d'estimer les paramètres des signaux incidents seront présentées dans le **Chapitre II**.

Pour reproduire les caractéristiques du canal intra bâtiment, on peut distinguer des méthodes déterministes, stochastiques ou géométriques-stochastiques qui combinent les deux premières.

Les composantes spéculaires du canal peuvent être reproduites à l'aide de méthode de tracé de rayons ou de lancé de rayons. Le tracé de rayon ne prend en compte que les trajets qui relient l'émetteur au récepteur, pour un ordre d'interaction fixé par l'utilisateur. Le lancé de rayon, quant à lui, suppose un nombre fini de rayons transmis par l'émetteur et ne retient que ceux qui arrivent au récepteur. Ces méthodes se décomposent en deux phases: l'une purement géométrique qui est indépendante de la fréquence et qui décrit les trajets physiques avec leurs retards, leur direction d'arrivée et de départ et une partie électromagnétique qui dépend de la fréquence et des propriétés des matériaux à la fréquence utilisée et qui va déterminer l'amplitude de chaque rayon. Pour suivre le parcours des rayons réfléchis et connaître les pondérations associées à chaque réflexion, la méthode se base sur la théorie des images **[BAL92]** et pour les diffractions, la théorie uniforme de la diffraction est généralement utilisée **[KEL62]**, **[KOU74]**.

Ces méthodes ne donnent pas une caractérisation exacte du canal, car les caractéristiques de l'environnement ne peuvent pas être reproduites avec fidélité. De plus, les temps de calcul sont généralement assez longs, dépendant surtout du nombre d'obstacles présents dans l'environnement et du nombre d'interactions pris en compte. Néanmoins elles permettent de retrouver les phénomènes les plus importants ayant lieu dans le canal et d'avoir une idée de la couverture radioélectrique, évitant ainsi des campagnes de mesures onéreuses.

Des modèles statistiques sont également développés pour des applications systèmes et peuvent être facilement intégrés dans des simulateurs de liaison pour optimiser et évaluer les performances des systèmes durant leur phase de développement. Pour ces modèles statistiques, la réponse impulsionnelle du canal est discrétisée, chaque tap correspondant à un pas de discrétisation dans le domaine des retards et une amplitude assimilée à une variable aléatoire **[HAS93]**. Généralement ces modèles statistiques sont développés pour chaque type d'environnement **[COR01]** Dans cette catégorie on retrouve les modèles de Rayleigh, Rice, Saleh-Venezuela, etc.

Une approche qui vise à donner des modèles très proches de la réalité tout en minimisant les temps de calcul est adoptée dans le cas des méthodes géométriquestochastiques où les paramètres de trajets sont définis en partie ou complètement d'une manière stochastique, tout en prenant en compte la géométrie de l'environnement. Dans cette catégorie on retrouve les modèles basés sur les paramètres directionnels et les modèles basés sur la distribution spatiale des diffuseurs **[NAS09]**. Des modèles ont été proposés dans le cadre du COST 259/273 **[COR01] [COR06]**, WINNER **[ELS06]**, le modèle 3GPP **[GPP07]**, The Random Cluster Model **[CZI07]**, etc.

Le canal radio ne peut pas être uniquement modélisé par ces composantes déterministes ou spéculaires. Quand, expérimentalement, ces composantes ont été extraites de la réponse du canal par des algorithmes de haute résolution, décrits au **Chapitre II**, il reste une partie de l'énergie **[NAS09]** que nous nommerons par la suite énergie des composantes diffuses. Intuitivement, ces composantes diffuses peuvent être modélisées dans le domaine des retards par une décroissance exponentielle du profil de puissance moyenne (PDP). Dans

une première approche, cette modélisation suppose une distribution uniforme des directions d'arrivée/départ de ces composantes.

Le modèle proposé dans **[RIC05]** exprime le PDP sous la forme:

$$PDP(\tau) = E\left\{\left|h(\tau)\right|^{2}\right\} = \begin{cases} 0, & \tau < \tau_{d} \\ \frac{\alpha}{2}, & \tau = \tau_{d} \\ \alpha e^{-B_{d}(\tau - \tau_{d})}, & \tau > \tau_{d} \end{cases}$$
I.1

avec h( $\tau$ ) la réponse impulsionnelle du canal,  $\tau_d$  le retard du premier trajet, la variance  $\alpha$  de la composante diffuse associée à ce retard et  $B_d$ , la bande de cohérence. La limite de décroissance est fixée par la variance du bruit, représentée par le paramètre  $\alpha_0$ . La **Figure I.4** montre l'allure de la composante diffuse du canal et les paramètres associés.



Figure I.4: PDP de la composante diffuse du canal [RIC05]

Notons que ce modèle de composantes diffuses peut directement être relié aux travaux sur les chambres réverbérantes décrits dans **[DEL08]**. Il s'agit d'environnements dans lesquels on peut aisément émuler ces profils de puissance moyenne. Des relations de passage entre  $B_d$ , l'étalement des retards et le coefficient de qualité de la chambre, détaillées dans **[DEL08]** permettent d'exprimer **(I.1)** en fonction d'un de ces trois paramètres.

La densité spectrale de puissance est donné par la transformée de Fourier de la relation **(I.1)** et s'exprime par:

$$\Psi_{\rm H}(\Delta f) = \frac{\alpha}{\beta_d + j2\pi\Delta f} e^{-j2\pi\Delta f\tau_d}$$
 I.2

avec  $\Delta f$ , l'échantillonnage fréquentiel. Récemment ce modèle a été complété par **[MAR09]** et **[JUH09]** pour tenir compte d'une certaine directivité des composantes diffuses apparaissant à des retards proches des composantes spéculaires. Leur distribution angulaire suit alors une distribution de Von Mises **[MAR09]**.

## 3.2.2. 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.

### i. 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 représentant le centre d'un cercle. La zone possible pour la position de l'objet mobile est déduite par trilatération, procédé décrit dans un paragraphe ultérieur.



Figure I.5: 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 moyenner les mesures dans le temps ou en fréquence.

La mesure des puissances peut être également associée à des techniques de cartographie (signatures ou empreintes). Ces méthodes sont présentées dans le paragraphe **3.2.3** dédiée aux algorithmes de localisation.

#### ii. 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. Une alternative pour utiliser une bande plus faible est donnée par l'utilisation des algorithmes à haute résolution. Cette approche sera traitée en détail dans les **Chapitre II** et **Chapitre III**. Dans des scénarios NLOS, la précision est dégradée. 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:

$$TDOA_{ij} = \tau_i - \tau_j = \frac{d_i - d_j}{c} = \frac{d_{ij}}{c}$$
 I.3

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 multi-trajets avec du bruit coloré les performances se dégradent considérablement **[GEZ07]**. Une autre méthode proposée dans **[LI00]** exploite les réseaux WLAN et la mesure des temps de réception des trames réponse de l'objet mobile suite à l'envoi des trames de localisation par les points d'accès à un instant connu t<sub>0</sub>.

#### iii. Angle Of Arrival (AOA)

Cette technique est basée sur l'exploitation des angles d'incidence des signaux émis par l'objet mobile au niveau d'au moins deux points de réception. Cette technique est illustrée dans la **Figure I.6**. 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. Ces aspects seront traités en détail dans le **Chapitre II**. 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 I.6: 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 récepteurs, l'estimation de la position n'est plus possible. La présence d'un récepteur 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].

### iv. Phase Difference of Arrival (PDOA)

Pour les systèmes en bande étroite, si on envisage des techniques interférométriques, cela implique nécessairement l'exploitation de la différence de phase  $\Phi_{ij}$  entre deux récepteurs d'indices *i* et *j*. Au moins deux paires d'antennes, équipées de récepteurs hétérodynes, fournissent un déphasage proportionnel au cosinus des angles d'azimut et d'élévation du front d'onde [**BEN02**]. Les antennes de chaque paire sont séparées d'une distance connue sous le nom de base de l'interféromètre. Le même principe d'intersection d'hyperboles que dans le cas de la TDOA conduit à l'estimation de la position de l'objet mobile.

La base de l'interféromètre influence la précision des mesures, les alternatives étant de disposer d'une distance importante en basses fréquences (solution adoptée dans les applications liées à l'astronomie) ou travailler à des fréquences élevées. Les applications de localisation/positionnement, réalisées en hautes fréquences, sont spécifiques à des courtes et moyennes distances. La solution obtenue n'est pas unique, des systèmes complémentaires de développement de phase (unwrapping) sont nécessaires afin de lever l'ambigüité [BEN02]. Ceci constitue un des principaux inconvénients de cette technique.

# v. Synthèse des techniques associées aux paramètres du canal

Un résumé des principales techniques de radiolocalisation associées aux paramètres exploités est donné dans le **Tableau I-1 [WAS05]**:

Technique de	Inconvénients	
radiolocalisation		
Technique basée sur la puissance des signaux reçus (RSS)	<ul> <li>Coût d'implantation peu élevé</li> <li>Disponibilité des modèles mathématiques d'atténuation</li> <li>Algorithme de positionnement simple</li> </ul>	<ul> <li>Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>Précision faible</li> <li>Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère</li> </ul>
Technique basée sur l'angle d'arrivée des signaux reçus (AOA)	<ul> <li>Moins de stations de base fixes nécessaires</li> <li>Algorithme de positionnement simple</li> </ul>	<ul> <li>Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>Coût d'implantation élevé</li> <li>Précision faible</li> <li>Performance mauvaise dans un canal ayant un profil de propagation par trajets multiples sévère</li> </ul>
Technique basée sur le temps d'arrivée des signaux reçus (TOA)	<ul> <li>Paramètres généralement bien estimés</li> <li>Algorithme de positionnement simple</li> <li>Précision plus élevée en milieu confiné</li> </ul>	<ul> <li>Synchronisation d'horloge nécessaire entre le mobile et les stations de base</li> <li>Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>Nécessité d'une résolution temporelle élevée au récepteur</li> </ul>
Technique basée sur la différence des temps d'arrivée des signaux reçus (TDOA)	<ul> <li>Paramètres généralement bien estimés</li> <li>Algorithme de positionnement simple</li> <li>Précision plus élevée en milieu confiné</li> <li>Pas besoin de synchronisation d'horloge entre le mobile et les stations de base</li> </ul>	<ul> <li>Nécessité d'avoir le trajet direct</li> <li>Synchronisation d'horloge</li> <li>nécessaire entre les paires de</li> <li>stations de base</li> <li>Nécessité d'une résolution</li> <li>temporelle élevée au récepteur</li> </ul>
Technique basée sur les signatures	<ul> <li>Implantation facile</li> <li>Prise en compte du profil de propagation par trajets multiples</li> <li>Précision généralement plus élevée en milieu interne</li> </ul>	<ul> <li>Ne peut être utilisé que dans un espace limité</li> <li>Les performances se dégradent dans un canal non stationnaire</li> <li>Les signatures ne sont pas toujours uniques et répétitives</li> </ul>

Tableau I-1: Résumé des principales techniques de localisation intra bâtiment [WAS05]

#### **3.2.3.** Les algorithmes

Les algorithmes de localisation permettent, à partir d'un ensemble de paramètres, de déterminer la position d'un objet d'intérêt 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.

# i. Algorithmes pour les scénarios LOS

#### i.1. La triangulation

L'algorithme de triangulation nécessite pour estimer la position de l'objet 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 de l'objet mobile, donnés respectivement par  $\alpha$  et  $\beta$ , sont représentés en 2D sur la **Figure I.7**.



Figure I.7: Le principe de triangulation

Par construction géométrique, les coordonnées (x,y) de l'objet mobile Tx sont données par **[BUC06]**:

$$\begin{cases} x = \frac{\tan(\beta)}{\tan(\alpha) + \tan(\beta)} D_{Rx_1 - Rx_2} \\ y = \frac{\tan(\alpha)\tan(\beta)}{\tan(\alpha) + \tan(\beta)} D_{Rx_1 - Rx_2} \end{cases}$$
I.4

#### i.2. La trilateration

La trilateration est une méthode permettant de déterminer une position relative du Txen utilisant la géométrie des triangles d'une manière similaire à la triangulation **[SRI07]**. Le procédé implique la connaissance de la distance de l'objet 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 l'objet mobile Tx exprimées en fonction des distances et des coordonnées connues des points de réception, dans le cas où  $Rx_1$  est pris comme origine du système des coordonnées, sont donnés par **[BUC06]**:

$$\begin{cases} x = \frac{x_2^2 + d_1^2 - d_2^2}{2x_2} \\ y = \frac{x_3^2 + y_3^2 + d_1^2 - d_3^2 - 2xx_3}{2y_3} \end{cases}$$
 I.5

Le procédé est illustré dans la Figure I.8 ci-dessous:



Figure I.8: Le principe de trilateration

#### i.3. La multilateration

La multilateration est un procédé basé sur l'intersection des hyperboles dont les équations sont obtenues à partir de TDOA ou PDOA. 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 de l'objet étant donnée 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 I.9**.



Figure I.9: Le principe de multilateration

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:

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{1}{c} \left( \sqrt{\left(x - x_1\right)^2 + \left(y - y_1\right)^2 + \left(z - z_1\right)^2} \right) \\ \tau_2 = \frac{1}{c} \left( \sqrt{\left(x - x_2\right)^2 + \left(y - y_2\right)^2 + \left(z - z_2\right)^2} \right) \\ \tau_3 = \frac{1}{c} \left( \sqrt{\left(x - x_3\right)^2 + \left(y - y_3\right)^2 + \left(z - z_3\right)^2} \right) \end{cases}$$
I.6

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]**:

$$\frac{x_T^2}{a^2} + \frac{y_T^2}{b^2} + \frac{z^2}{b^2} = 1$$
I.7

où  $a = \frac{d_i - d_j}{2\pi}$  et  $b = \sqrt{D^2 - a^2}$ , avec *D* la distance entre les récepteurs. L'intersection des hyperboles résultant des différents couples de récepteurs conduit à l'estimation de la position de l'objet ou du mobile.

Dans le cas de la PDOA,  $a = \frac{\lambda \Phi_{ij}}{4\pi}$  dans (I.7) où  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $\Phi_{ij}$  la différence de phase entre les signaux reçus par les récepteurs *i* et *j*. La valeur de *b* reste identique au cas de la TDOA.

#### i.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  $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ ... \ r_M]^T$ , 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:

1

$$\mathbf{r} = \mathbf{f}(x, y) + \mathbf{\eta}$$
 I.8

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

$$\hat{\mathbf{q}} = \arg\min_{\mathbf{q}} \left[ \mathbf{r} - f(\mathbf{q}) \right]^{H} \left[ \mathbf{r} - f(\mathbf{q}) \right]$$
 I.9

Si la matrice de covariance du bruit **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]:

$$\hat{\mathbf{q}} = \arg\min_{\mathbf{q}} \left[ \mathbf{r} - f(\mathbf{q}) \right]^{H} \mathbf{K}^{-1} \left[ \mathbf{r} - f(\mathbf{q}) \right]$$
 I.10

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 **f**(**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.

#### i.5. La méthode de la vraisemblance maximale

Une autre approche qui vise à éliminer les inconsistances du système d'équations nonlinéaires 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:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} t_1 & t_2 & \dots & t_M \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \mathbf{T}_0 + \mathbf{e}$$
 I.11

où  $T_0$  contient les vraies valeurs des retards et e modélise les erreurs additives de mesure ou d'estimation. Ses éléments sont considérés comme des variables gaussiennes indépendantes de moyenne nulle et variance  $\sigma^2$  et sa matrice de covariance est donnée par:

$$\mathbf{Q} = E\left\{\mathbf{e}\mathbf{e}^{T}\right\} = diag\left\{\sigma^{2} \dots \sigma^{2}\right\}$$
 I.12

Si on dénote par  $\mathbf{\theta} = [x_T y_T]^T$  la position de l'objet 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 **T** en connaissant  $\mathbf{\theta}$  est exprimée sous la forme:

$$f(\mathbf{T} | \boldsymbol{\theta}) = (2\pi)^{-\frac{M}{2}} \left[ \det(\mathbf{Q}) \right]^{-\frac{1}{2}} e^{-\frac{\mathbf{J}}{2}}$$
 I.13

où  $\mathbf{J} = \left[\mathbf{T} - \frac{\mathbf{r}(\mathbf{\theta})}{c}\right]^T \mathbf{Q}^{-1} \left[\mathbf{T} - \frac{\mathbf{r}(\mathbf{\theta})}{c}\right]$ . La valeur de  $\mathbf{\theta}$  qui minimise  $\mathbf{J}$  représente l'estimation au

sens de la vraisemblance maximale **[YIU06]**. Des approches similaires existent pour les équations basées sur la TDOA ou les angles.

# ii. Méthodes indépendantes de la configuration géométrique ii.1. 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 nœud, les caractéristiques mesurées par chaque récepteur du réseau sont enregistrées. La Figure I.10 montre la cartographie en puissance du signal reçu pour un récepteur du réseau pour chaque nœud de la maille. L'environnement représenté dans cet exemple constitue un étage dans un immeuble composé de bureaux. Au niveau d'un nœud 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 nœud pour différentes orientations de l'utilisateur, sa présence intervenant notamment dans le cas de la mesure de la puissance du signal reçu.



Figure I.10: 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  $\hat{\mathbf{p}} = [\hat{p}_1 \ \hat{p}_2 \ \dots \ \hat{p}_M]^T$  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.

 $\circ$  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 essayent 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 nœud 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.

#### ii.2. L'algorithme du point de référence

L'algorithme du point de référence permet une localisation en temps réel basée sur l'utilisation des tags RFID. Pour estimer la distance entre les capteurs fixes et le capteur mobile à localiser, plusieurs méthodes existent, utilisant soit le calcul de la distance Euclidienne ou des modèles probabilistes combinées avec des modèles d'atténuation et des techniques de régression **[ROX07]**.

#### iii. Algorithmes de localisation en scénario NLOS

Les méthodes géométriques décrites précédemment ne permettent pas de distinguer le trajet direct des multi trajets. Dans le cas où des configurations NLOS sont susceptibles d'apparaître, la plupart des méthodes proposées s'orientent vers la détection et la suppression des multi trajets afin de minimiser les erreurs de localisation. Les méthodes qui exploitent la structure NLOS sont plus rares.

Plusieurs techniques essayent de contourner les problèmes introduits par les configurations NLOS. Les principales méthodes de détection et/ou suppression des cas NLOS sont basées sur [GUV09]:

- Des tests d'hypothèses
- > Des algorithmes basés sur le maximum de vraisemblance
- La méthode des moindres carrés
- ➢ La technique des contraintes

- Les estimateurs robustes
- Les méthodes d'identification et rejet

Des méthodes récentes décrites dans [MIA06], [LI06], [SEO08], [YIN09] exploitent la structure géométrique des trajets NLOS qui subissent une seule interaction avec l'environnement, elles sont généralement combinées avec la connaissance de la structure bidirectionnelle du canal de propagation en termes de retards et d'angles d'arrivée et de départ.

Une première approche d'exploitation des chemins NLOS a été donnée dans [MIA06]. L'estimation des paramètres n'est pas considérée, l'hypothèse de base suppose connues la distance d des trajets reliant l'émetteur au récepteur, leurs directions d'arrivée  $\beta$  et de départ  $\alpha$ . Le trajet direct est supposé inexistant. Bien qu'il ne soit pas mentionné, la méthode utilise uniquement des trajets qui subissent une seule interaction avec l'environnement.

Un nombre de  $M_R$  stations de base, ayant des coordonnées connues, sont supposées recevoir le signal transmis par l'objet mobile à localiser. Les paramètres du trajet de plus forte amplitude sont utilisés dans une première étape afin de déterminer la région possible de l'objet mobile.



Figure I.11: Détermination de la région possible de l'objet mobile [MIA06]

Les coordonnées de l'obstacle  $O(x_0, y_0)$  qui a généré le trajet sont nécessaires, elles sont supposées être données par:

$$\begin{cases} x_O = x_R + r\sin(\beta) \\ y_O = y_R + r\cos(\beta) \end{cases}, \ r \in (0, d) \end{cases}$$
 I.14

et les coordonnées de l'émetteur:

$$\begin{cases} x_T = x_O + (d - r)\sin(\alpha) \\ y_T = y_O + (d - r)\cos(\alpha), \quad r \in (0, d) \end{cases}$$
 I.15

L'utilisation de (**I.14**) dans (**I.15**) conduit à exprimer la région où peut se trouver l'objet mobile par un segment de droite, l'équation de la droite qui le contient étant donnée par:

$$y_T = k(\alpha, \beta) x_T + b(\alpha, \beta, d)$$
 I.16

33

où  $k(\alpha,\beta) = \frac{\cos(\alpha) + \cos(\beta)}{\sin(\alpha) + \sin(\beta)}$  et  $b(\alpha,\beta,d) = -k(\alpha,\beta)(x_R - d\sin(\alpha)) + y_R - d\cos(\alpha)$ . La

connaissance des paramètres de deux ou plusieurs trajets permet de retrouver la position de l'objet mobile donnée par l'intersection des droites exprimées par (**I.16**).

L'intégralité des récepteurs disposant des paramètres d'au moins un trajet conduit à travers la méthode des moindres carrés à déterminer la position de l'objet mobile:

$$(x_T, y_T) = \arg\min_{(x_T, y_T)} \sum_{i=1}^{N_R} (k_i x_T + b_i - y_T)^2$$
 I.17

Pour améliorer les performances de la méthode précédente, la méthode de vraisemblance maximale est préférée à celle des moindres carrés. Elle permet d'estimer non seulement la position de l'objet mobile mais également les coordonnées des points d'impact sur les obstacles.

Pour l'évaluation des performances, les auteurs ont considéré 4 récepteurs chacun recevant un trajet NLOS. L'erreur d'estimation de la position est étudiée en fonction de la variance de l'erreur d'estimation des angles de départ et d'arrivée et de la distance d notés respectivement  $\sigma_{\alpha} \sigma_{\beta}$  et  $\sigma_{d}$ . Nous donnons ici un résumé de leurs résultats concernant l'erreur d'estimation de la position en fonction des variances des erreurs des paramètres avec l'algorithme des moindres carrés en utilisant une valeur moyenne sur toutes les combinaisons possibles des récepteurs pris par deux.

	Minimale	Moyenne	Maximale
$\sigma_{\alpha} = \sigma_{\beta} (^{\circ})$	0	2.5	5
$\sigma_{d}(m)$	0	7.5	15
RMS <sub>error</sub> (m)	~0	~6	~12

 Tableau I-1: Erreur d'estimation de la position de la méthode [MIA06] en fonction de l'erreur

 d'estimation des paramètres angulaires et de la distance

Une étude en fonction du nombre de récepteurs utilisés avec la méthode des moindres carrés pour une variance angulaire de 2° et la variance de la distance entre 0 et 15 m montre des valeurs quadratiques moyennes de l'erreur variant entre 2 et 15 m. Avec 4 récepteurs, cette erreur n'est plus que de 9 m. La comparaison dans le même cas pour 4 récepteurs avec la méthode de vraisemblance maximale montre qu'il est possible de ramenée cette erreur entre 1.5 et 4.5 m.

L'approche donnée dans **[LI06]** utilise un seul récepteur dans un contexte MIMO où les paramètres des trajets sont disponibles pour localiser un objet mobile. Le modèle de canal utilisé est une version simplifiée du canal 3GPP MIMO donné dans **[GPP07]** qui prend en compte *D* trajets qui ont subi une seule interaction avec l'environnement. Les paramètres angulaires (DOA, DOD) de chaque trajet sont supposés être disponibles et mesurés dans un même référentiel. Pour un trajet d'indice *i*, ces paramètres angulaires  $\theta_i$  et  $\phi_i$  peuvent être exprimés en fonction des coordonnées connues du récepteur ( $x_R$ ,  $y_R$ ) et celles inconnues de l'émetteur ( $x_T$ , $y_T$ ) et du point d'impact ( $x_i$ , $y_i$ ) sous la forme:

$$\theta_{i} = \arctan\left(\frac{y_{i} - y_{T}}{x_{i} - x_{T}}\right)$$
  
$$\phi_{i} = \arctan\left(\frac{y_{i} - y_{R}}{x_{i} - x_{R}}\right)$$
  
I.18

Une information supplémentaire est fournie par la TDOA entre le trajet d'indice *i* et le premier trajet, exprimée sous la forme:

$$\tau_i = \frac{d_i - d_1}{c}, \ i = 2, ..., D$$
 I.19

où  $d_i$ , la distance entre l'émetteur et le récepteur par le trajet d'indice *i* est donnée par:

$$d_{i} = \sqrt{(x_{i} - x_{T})^{2} + (y_{i} - y_{T})^{2}} + \sqrt{(x_{i} - x_{R})^{2} + (y_{i} - y_{R})^{2}}$$
**I.20**

Le problème de l'ensemble de trajets est exprimé sous la forme d'un système d'équations. Le nombre minimum des trajets nécessaires afin d'avoir un système d'équations non-linéaires surdéterminé est D = 4, car il y a un nombre de (3D - 1) paramètres disponibles pour (2D + 2) inconnues. Ce système est donné par:

$$\begin{pmatrix} \hat{\tau}_i \\ \cdots \\ \hat{\theta}_i \\ \cdots \\ \hat{\phi}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(\hat{\tau}_i) \\ \cdots \\ f(\hat{\theta}_i) \\ \cdots \\ f(\hat{\phi}_i) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{\tau_i} \\ \cdots \\ n_{\theta_i} \\ \cdots \\ n_{\phi_i} \end{pmatrix}$$
 I.21

ou les valeurs marquée par  $^$  représentent les valeurs des paramètres estimés à partir des mesures, f les fonctions représentatives pour chaque paramètre. Ces paramètres peuvent d'ailleurs s'exprimer en fonction des coordonnées de l'émetteur et celles des points d'impact, et n les perturbations introduites dans la mesure. Sous forme simplifiée on peut écrire:

$$\mathbf{M} = \mathbf{F}(\mathbf{X}) + \mathbf{n}$$
 I.22

où  $\mathbf{X} = [x_T, y_T, x_1, y_1, ..., x_D, y_D]^T$ , avec **M** le vecteur des paramètres estimés.

Le vecteur  $\mathbf{X}$ , et donc la position d'intérêt de l'objet mobile, peut être obtenu, en supposant que le vecteur  $\mathbf{n}$  est de distribution Gaussienne de moyenne nulle, par la méthode de vraisemblance maximale:

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg\min_{\mathbf{X}} \left[ \mathbf{M} - \mathbf{F}(\mathbf{X}) \right]^{\mathrm{T}} \mathbf{Q}^{-1} \left[ \mathbf{M} - \mathbf{F}(\mathbf{X}) \right]$$
 I.23

où **Q** représente la matrice de covariance du bruit. Si la fonction F est linéaire, l'estimateur de vraisemblance maximale donne une solution au sens des moindres carrés exprimée par:

$$\hat{\mathbf{X}} = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{H}\right)^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{M}$$
 I.24

35

où **H** est une matrice constante qui permet d'exprimer la fonction linéaire F sous la forme  $F(\mathbf{X}) = \mathbf{H}\mathbf{X}$ .

Afin de simplifier l'estimateur, Li et al. proposent de linéariser la fonction F par un développement en série de Taylor. A partir d'une valeur initiale  $X_0$ , supposée proche de X, le procédé détermine de manière itérative une séquence de solutions  $X_n$ . Le procédé converge pour une différence entre deux valeurs successives de X inférieure à un seuil choisi.

Cette méthode a l'avantage d'éviter le besoin d'une synchronisation entre l'émetteur et le seul récepteur nécessaire. De plus, le trajet direct n'est pas nécessaire mais, dans la mesure où il existe, il peut être utilisé et n'introduit pas d'erreur.

Pour évaluer la méthode, le canal généré comporte N trajets ayant subi au maximum une interaction avec l'environnement. La variance de la TDOA a été fixée à  $\sigma_t = \sqrt{0.0005}/c$ et pour les paramètres angulaires  $\sigma_{DOA} = 0.1^\circ$  et respectivement  $\sigma_{DOD} = 0.3^\circ$ . L'erreur quadratique moyenne d'estimation de la position est calculée sur 10000 réalisations. Un résumé des résultats en fonction du nombre de trajets est donné dans le **Tableau I-2**:

Nombre trajets	4	5	6	7	8	9	10
Erreur moyenne estimation (m)	1.45	0.98	0.73	0.62	0.61	0.47	0.43

 Tableau I-2: Erreur d'estimation de la position pour la méthode [LI06] en fonction du nombre de trajets utilisés (extrait de [LI06])

Ce tableau montre qu'au minimum 4 trajets d'ordre 1 sont nécessaires pour trouver une solution, l'erreur moyenne correspondante étant de 1.45 m. Notons que les performances de cette méthode sont fortement dépendantes des caractéristiques du canal. Nous verrons au **Chapitre IV** que ces hypothèses de base sur l'existence et la possibilité d'estimer un nombre important de trajets d'ordre 1 sont rarement satisfaites en pratique. Dans le cas de l'approche de **[LI06]**, une estimation initiale de la position de l'objet mobile, qui n'est pas toujours facilement accessible, est nécessaire pour aboutir à la convergence de l'algorithme.

Il a été souligné en **[SEO08]** que les méthodes présentées auparavant n'intègrent pas la possibilité de faire la distinction entre le trajet LOS et les trajets NLOS. Une confusion entre les deux configurations conduit à des erreurs importantes de localisation. Les deux méthodes sont également affectées par l'angle entre le trajet incident sur le point d'impact et le trajet réfléchi/ diffracté ou transmis. Dans le cas d'une confusion du trajet NLOS avec le trajet direct, ou pour des valeurs de cet angle proches de 180°, des singularités dans le modèle conduisent à des faibles performances.

L'amélioration proposée dans **[SEO08]** intègre les configurations LOS et NLOS dans une approche géométrique basée sur les paramètres bidirectionnels du canal, similaire à celle présentée dans **[LI06]**. L'algorithme identifie les trajets LOS, NLOS du premier ordre mais également ceux qui subissent plus d'une interaction, fait qui permet de les rejeter afin de réduire les erreurs d'estimation de la position. Ils proposent également une méthode de rejeter les trajets parallèles qui existent dans le cas de clusters et qui génèrent des solutions erronées. Une configuration qui génère des erreurs importantes est donnée dans le cas des canaux où le
trajet direct existe mais il subit une atténuation importante due à une transmission par un obstacle et donc il n'est pas dominant.

La règle qui permet d'identifier le trajet direct est liée aux angles d'incidence et de départ. **[SEO08]** suppose qu'un trajet est direct si:

$$\left|\theta - \phi\right| \le 180^\circ \pm \sigma \tag{1.25}$$

où  $\theta$  est la direction d'arrivée du trajet,  $\phi$  sa direction de départ et  $\sigma$  la déviation standard de la valeur angulaire estimée. Pour le cas NLOS, une expression similaire à celle obtenue dans (**I.16**) est donnée pour la droite des positions possibles de l'objet mobile. Si le cas LOS est détecté, le coefficient *k* introduit dans (**I.16**) devient, en utilisant la notation du [**SEO08**],

$$\mu = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)}$$

Le procédé d'élimination des trajets subissant plus d'une interaction comporte deux étapes. La première consiste à trouver le centre C du segment de droite d'équation (**I.14**) représentatif pour les positions possibles de l'objet mobile obtenu en considérant l'ensemble des trajets simultanément. Un coefficient de pondération est calculé pour chaque trajet en fonction de son retard, la distance supplémentaire parcourue par les trajets d'ordre supérieur permettant d'atténuer leur contribution. La deuxième étape consiste à calculer la distance euclidienne entre le centre  $C_i$  de la droite des positions possibles obtenue pour chaque trajet "*i*" et celui de *C*. Si la distance euclidienne entre *C* et  $C_i$  est supérieure à un pourcentage prédéfini (20% dans [SEO08]), le trajet d'indice *i* est considéré être d'ordre supérieur et en conséquence rejeté.

Le rejet des trajets "parallèles" se fait en considérant les trajets comme des vecteurs et en calculant l'angle entre les trajets pris par deux. Une valeur du cosinus de cet angle supérieure à 0.95 est le critère de rejet des trajets.

Une analyse comparative entre la méthode [SEO08] et les méthodes [MIA06] et respectivement [LI06] est proposée dans le Tableau I-3. 10 000 réalisations sont effectuées pour une déviation standard de l'erreur angulaire  $\sigma_{\theta} = \sigma_{\phi} = 2^{\circ}$  et spatiale  $\sigma_d = 2$  m, où la distance *d* d'un trajet est estimée à partir des retards. Les valeurs à 50% et 90% des CCDF des erreurs sur la position du mobile sont données en fonction du nombre de récepteurs utilisés et du type de trajet considéré.

Nombre récepteurs & nombre et	CCDF de l'erreur RMS en mètres					
type trajets utilisés	50%	90%				
3 Rx 1 LOS [SEO08]	0.38	0.53				
2 Rx 1 LOS [SEO08]	0.39	0.77				
1 Rx 1 LOS + 1 NLOS [SEO08]	0.58	1.09				
3 Rx 1 NLOS [L106]	5	N.A. (> 8 mètres)				
3 Rx 1 NLOS [MIA06]	1.73	4				

Tableau I-3: Performances comparatives entre les méthodes NLOS [LI06], [MIA06] et [SEO08]

La configuration de la simulation suivante considère 3 récepteurs qui reçoivent respectivement:

- >  $Rx_1$  un trajet de 1<sup>er</sup> ordre dominant et un trajet de 2<sup>ème</sup> ordre;
- $\triangleright$  Rx<sub>2</sub> le trajet LOS et un trajet de 1<sup>er</sup> ordre;
- >  $Rx_3$  un trajet dominant de 3<sup>ème</sup> ordre et un trajet de 1<sup>er</sup> ordre.

Les résultats de la simulation synthétisés dans le Tableau I-4:

Nombre récepteurs & nombre et	CCDF de l'erreur RMS en mètres				
type trajets utilisés	50%	90%			
1 Rx 1 NLOS [SEO08]	0.33	0.75			
1 Rx 1 NLOS [LI06]	0.92	1.42			
1 Rx 1 NLOS [MIA06]	1.58	3.83			

Tableau I-4: Performances comparatives entre les méthodes NLOS [LI06], [MIA06] et [SEO08]

**[YIN09]** propose une autre approche pour améliorer la méthode proposée dans **[MIA06]**. Deux solutions sont proposées: l'approche basique et l'approche étendue. L'approche basique utilise dans une première étape la même technique donnée dans **[MIA06]**. Le système d'équation est composé des équations des droites de chaque trajet reliant la station de base et l'objet mobile. A ce stade il est supposé que les trajets subissent une seule interaction avec l'environnement. Il faut noter qu'il n'y a aucune mention sur l'erreur dans le cas de l'utilisation du trajet LOS, tel qu'il est souligné dans **[SEO08]**.

L'erreur introduite par le cas des trajets NLOS d'ordre supérieur à 1 est supposée être toujours positive et nettement supérieure à l'erreur sur la distance introduite par la mesure ou l'estimation des retards. Ceci conduit à une forte probabilité d'estimer une distance supérieure à la vraie distance entre l'émetteur et le récepteur. Si l'hypothèse exprimée au dessus est respectée, l'objet mobile se trouvera toujours à l'intérieur du cercle de rayon proportionnel au retard du trajet. L'inégalité non-linéaire donnée par l'équation du cercle centré en Rx et de rayon proportionnel au retard constitue une contrainte permettant d'optimiser la solution de l'intersection des droites de la méthode originale. Il est possible de relâcher les contraintes non-linéaires, en remplaçant la zone circulaire permise à la position de l'objet mobile par un carré dont le centre est donné par la position connue du récepteur utilisé et avec les côtés égales au diamètre du cercle décrit précédemment. L'approche fonctionne uniquement dans le cas où au moins deux trajets sont disponibles au niveau de chaque récepteur. Elle permet d'améliorer considérablement l'approche originale dans le cas où une partie des trajets utilisés sont d'ordre supérieur.

L'approche étendue se base sur la même observation concernant la zone circulaire des positions possibles de l'objet mobile pour détecter et éliminer les trajets d'ordre supérieur avant d'appliquer l'algorithme d'estimation de la position. La méthode consiste à:

> Prendre tous les couples de droites dans l'ensemble des trajets arrivant à chaque récepteur. Rappelons que chaque trajet conduit à l'équation d'une droite exprimée dans (I.16). Pour chaque couple calculer la solution potentielle pour la position de l'objet mobile donnée par l'intersection des droites.

Vérifier que la solution de chaque couple se trouve dans la zone circulaire définie par le retard. Ici il n'est pas spécifié s'il s'agit du retard de chaque trajet participant à la solution. Toutes les solutions pour tous les trajets et pour tous les récepteurs seront à tester. Si le couple respecte la contrainte il sera mémorisé.

➢ Si l'ensemble des couples mémorisés n'est pas nul, il sera utilisé avec l'approche étendue pour estimer la position de l'objet mobile. Dans le cas contraire, l'approche basique est utilisée avec l'ensemble des équations pour fournir une solution possible, en précisant que le résultat n'est pas fiable.

Les performances des approches (classique et étendue) sont comparées avec celles de la méthode d'origine [MIA06]. Un émetteur et quatre récepteurs sont utilisés dans la simulation. Il s'agit de scénarios NLOS pour lesquels un trajet NLOS du 1<sup>er</sup> ordre et un trajet NLOS d'ordre supérieur sont pris en compte. L'estimation des distances est supposée être une variable Gaussienne positivement biaisée, de même les estimations des paramètres angulaires sont des variables Gaussiennes de moyenne égale à la vraie valeur des paramètres. Les paramètres associés à des trajets différents sont supposés avoir la même variance de l'erreur d'estimation. Un nombre de réalisations N = 1000 sont effectuées pour chaque scénario, à chaque réalisation les trajets étant choisis aléatoirement dans l'ensemble disponible, spécifique à chaque configuration. L'erreur moyenne d'estimation de la position est:

MLE=
$$\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\sqrt{(\hat{x}_i - x)^2 + (\hat{y}_i - y)^2}$$
 I.26

où les vraies coordonnées de l'objet mobile sont données par (x,y) et les coordonnées estimées à la réalisation *i* par  $(\hat{x}_i, \hat{y}_i)$ .

Nous avons exprimé dans le **Tableau I-5** une synthèse des résultats donnés en **[YIN09]** pour la MLE en fonction du nombre de trajets NLOS du 1<sup>er</sup> ordre disponibles et nombre de trajets NLOS d'ordre supérieur utilisés pour la méthode d'origine (**MO**) provenant du **[MIA06]** et les approches basique (**AB**) et étendue (**AE**) provenant du **[YIN09]**. Pour cette configuration la variance de l'erreur d'estimation de la distance d'un trajet a été de 5 mètres et la variance des paramètres angulaires de 2°. Les valeurs données pour l'erreur, exprimées en mètres, sont approximatives, elles sont extraites à partir d'un ensemble d'histogrammes.

Nombre			No	ombre	de tra	njets o	l'ordr	e > 1 u	ıtilisé	s pour	la loc	ocalisation					
de trajets		0			1			2			3			4			
1 <sup>er</sup> ordre	MO	AB	AE	МО	AB	AE	MO	AB	AE	MO	AB	AE	MO	AB	AE		
0							99	51	51	95	51	51	99	51	51		
1				88	48	48	75	42	42	58	34	34	42	27	27		
2	8.3	8.3	8.3	15.7	14.2	8.4	18.2	16.4	8.3	17.2	15.8	8.3	14	13.9	8.3		
3	5	5	5.3	8.5	8.3	5.3	9.5	9.3	5.3	9.4	9.2	5.3	7.8	7.8	5.3		
4	4.1	4.1	4.4	5.4	5.4	4.2	6.2	6.2	4.3	6	6	4.2	5.2	5.2	4.2		

 Tableau I-5: Erreurs d'estimation de la méthode décrite dans [YIN09] en fonction du nombre de trajets

 NLOS du 1<sup>er</sup> ordre disponible

Une étude comparative des performances en fonction de la valeur de la variance de l'erreur angulaire et des différentes combinaisons des trajets de 1<sup>er</sup> ordre (IU - interaction unique) et d'ordre supérieur (IM - interactions multiples) pour les trois approches (MO, AB, AE) est résumée dans le **Tableau I-6**. Six trajets ont été pris en compte. Pour toutes les configurations, la variance de l'erreur d'estimation de la distance a été de 5 mètres. Nous avons noté par MLE<sub>min</sub> la valeur de la MLE correspondante à une variance angulaire de 0° et par MLE<sub>max</sub> la valeur de la MLE correspondante à une variance angulaire de 10°.

	Méthode d'origine(MO)			Approc	he basiq	ue (AB)	Approche étendue (AE)			
	<b>2</b> IU	<b>3 IU</b>	<b>4 IU</b>	<b>2</b> IU	<b>3 IU</b>	<b>4 IU</b>	<b>2 IU</b>	<b>3 IU</b>	<b>4 IU</b>	
	4 IM	3 IM	2 IM	4 IM	3 IM	2 IM	4 IM	3 IM	2 IM	
MLE <sub>min</sub>	19	7.5	2.5	18	7.5	2.5	9.5	4	2.5	
<b>MLE</b> <sub>max</sub>	24	13	9	20.5	12	9	15.5	9.8	8	

 Tableau I-6: Erreurs d'estimation de la méthode décrite dans [YIN09] en fonction de l'erreur d'estimation des paramètres angulaires

Les résultats d'une étude similaire avec 4 trajets disponibles pour la variance de l'erreur d'estimation des paramètres angulaires de 2° est résumée dans le **Tableau I-7**. Nous avons noté par  $MLE_{min}$  la valeur de la MLE correspondante à une variance de la distance de 0 mètres et par  $MLE_{max}$  la valeur de la MLE correspondante à une variance angulaire de 10 mètres.

	Méthod	e d'origi	ne(MO)	Approc	he basiq	ue (AB)	Approche étendue (AE)			
	1 IU	<b>2</b> IU	<b>3 IU</b>	1 IU	<b>2</b> IU	<b>3 IU</b>	1 IU	<b>2</b> IU	<b>3 IU</b>	
	3 IM	2 IM	1 IM	3 IM	2 IM	1 IM	3 IM	2 IM	1 IM	
MLE <sub>min</sub>	69	29	19	36	19	17.5	36	1	1	
<b>MLE</b> <sub>max</sub>	76	45	24	46	30	22	46	25	9	

 Tableau I-7: Erreurs d'estimation de la méthode décrite dans [YIN09] en fonction de l'erreur d'estimation de la distance

## 3.3. Localisation à l'aide des réseaux sans-fil

Le développement et déploiement de systèmes de communication sans fil peut apporter des solutions potentielles pour le problème de localisation intra bâtiment. Nous donnons ici un bref rappel des standards de communication sans fil ayant conduit à l'implémentation des solutions de localisation.

La technologie RFID (Radio Frequency IDentification) est à la base une méthode d'identification automatique devenue populaire dans le domaine de la logistique grâce à ses faibles coûts d'implémentation. Cette méthode est basée sur l'exploitation des "étiquettes radio", implémentées sous forme passive ou active [SAN08]. Deux méthodes de localisation sont possibles [SAN08]: la localisation d'un lecteur d'étiquettes RFID ou la localisation d'une étiquette RFID. Dans la première, le lecteur est attaché à l'objet à localiser et un ensemble d'étiquettes sont placées dans l'environnement à des positions connues, permettant à l'objet de déterminer se localiser. Dans le deuxième cas, c'est le réseau de capteurs qui localise une

étiquette associée à un objet d'intérêt. Cette technologie a favorisé le développement d'une vaste gamme de systèmes de localisation [BOU08], [SAN08].

Une autre approche basée sur l'utilisation des étiquettes est la technologie ZigBee ou celles utilisant le standard IEEE 802.15.4. Des applications de localisation basées sur des mesures de la puissance reçue s'appuient sur cette technologie. Le débit de la communication étant bas, son intérêt principal est constitué par le coût faible et la gestion optimale de l'énergie et donc une autonomie importante.

Le standard Bluetooth spécifique aux télécommunications à courte distance s'oriente vers une solution de remplacement des connexions filaires pour l'échange des données. Des approches de localisation basées sur ce standard sont données en **[GWO04a]** et **[PAN03]**.

Les standards des réseaux locaux (LAN) et métropolitains (MAN) sans-fil tel Wi-Fi et WiMax ont permis le déploiement à large échelle des points d'accès Internet à haut débit. Des solutions de localisation basées sur la puissance reçue, notamment dans le cas des réseaux Wi-Fi où cette information est disponible intrinsèquement, sont décrites dans la littérature **[BAH00]**, **[YOU03]**, **[BAT02]**. L'erreur sur l'estimation des positions varie entre 2 et 6 m.

L'évolution des standards, qui englobent à présent la technologie MIMO **[GAR08]**, rend possible le développement des nouvelles approches basées sur l'extraction des DOA et DOD des trajets incidents.

L'Ultra-Large Bande (ULB) est une technologie émergente, pour laquelle la FCC impose une bande d'au minimum 500 MHz ou 20% de la fréquence centrale dans la bande des fréquences entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. La densité spectrale de puissance imposée par les normes est faible, ce qui limite la portée du signal à quelques dizaine de mètres. Grâce à sa large bande passante et donc à sa résolution temporelle fine, elle peut apporter une réponse à la localisation de précision intra bâtiment, les précisions obtenues en scénarios LOS sont de l'ordre du centimètre [GEZ05]. Les deux approches principales pour les communications ULB sont basées sur l'envoi d'impulsions très brèves ou sur la technologie multi-bande OFDM [ING04].

Les techniques hybrides basées sur l'estimation des AOA et de l'ULB sont dans l'état actuel des avancées du traitement du signal peu envisageables car compte tenu de la résolution temporelle très fine, le nombre de trajets multiples pouvant être distingués dans la réponse impulsionnelle est généralement très important, l'estimation précise des AOA devient difficile **[GEZ05]**. L'approche RSS n'est pas non plus pertinente dans le cas des systèmes ULB. La puissance constitue plutôt un facteur limitant de cette technologie à cause des masques spectraux imposés pour des raisons de compatibilité avec d'autres technologies.

La principale réalisation des systèmes de localisation ULB est basée donc sur l'exploitation du retard du premier trajet. Dans le cas LOS et pour un seul utilisateur, la localisation peut être effectuée de manière directe par triangulation, la méthode des moindres carrés ou la méthode hyperbolique. L'association de l'ULB à des techniques d'élargissement du spectre permet d'avoir pour chaque station de base un code spécifique qui assure l'orthogonalité. Dans [ELB09] une technique associant la TDOA à l'ULB et à un codage de Gold permet d'avoir une précision meilleure que la technique de trilateration des TOA.

Dans des cas réalistes, les principales sources d'erreurs de cette méthode sont constituées par l'abondance de trajets multiples et souvent l'absence du trajet LOS. La présence des personnes dans l'environnement et donc la non-stationnarité résultante du canal, a comme effet de bloquer une partie des composantes NLOS qui a un impact bénéfique sur la précision de l'estimation **[LAD08]**. Dans le cas où un trajet provenant d'une interaction avec l'environnement est utilisé dans le processus de localisation à la place du trajet direct, une erreur positive est introduite. En l'absence de la connaissance de la configuration LOS ou NLOS du canal, une localisation de précision devient impossible **[GEZ05]**. Ces problèmes ont conduit au développement des techniques d'identification et suppression des trajets multiples.

Un tableau synthétique extrait de **[YUN10]** donne une vue globale de l'ensemble des standards ayant conduit à l'implémentation des techniques de localisation.

Intra-bâtiments		En espace libre			
PAN	WLAN	Réseau Ad-	Réseaux	Réseaux	Satellites
	WMAN	Hoc	de capteurs	Télécommunications	
Bluetooth		•		GSM (2G)	GPS
ULB, RFID	Wi-Fi, Wi-Max		Zig-Bee	UMTS (3G)	Galileo
Infrarouge					GLONASS

Tableau I-2: Résumé des principales technologies pouvant assurer la localisation [YUN
---

Les progrès de la recherche dans le domaine de la localisation intra bâtiment ont conduit au développement de différentes techniques et leur implémentation à travers des nombreux systèmes. Des compromis doivent être faits pour chaque technologie afin de mieux équilibrer les couts et la complexité du système envisagé d'un coté et les performances en termes de précision et robustesse d'un autre. Chaque technologie avec les méthodes associées présentent leurs avantages et leurs inconvénients, ils seront spécifiques à chaque type d'application. Nous reprenons ici une synthèse des principaux systèmes de localisation existants (provenant de **[LIU07]**) avec les algorithmes de localisation associés et une comparaison entre leurs coûts et leurs performances. La robustesse définit sa capacité de fonctionner sans interruption dans le cas où les informations sur les paramètres nécessaires sont erronées ou incomplètes.

Système Technique	Technologie Sans-Fil	Algorithme de Localisation	Précision	Complexité	Coût	Robustesse
	exploitée					
Microsoft	WLAN RSS	Algorithme Viterbi	$50\% \leq 2.5 \text{ m}$	Modérée	Bas	Bonne
RADAR		sur K voisins plus	$90 \% \le 5.9 \text{ m}$			
[BAH00]		proches (k-VPP)	3 – 5 m			
Horus	WLAN RSS	Méthode	90 % ≤ 2.1 m	Modérée	Bas	Bonne
[YOU03]		probabiliste				
[YOU04]						
DIT	WLAN RSS	MLP: réseaux de	SVM: 90% ≤	Modérée	Bas	Bonne
[BAT02]		neurones	5.12 m			
[BRU05]		SVM: Méthode	MLP: 90% ≤			

		statistique	5.4 m			
Ekahau	WLAN RSSI	Méthode	$50\% \le 2 m$	Modérée	Bas	Bonne
[WWWa]		probabiliste	1 m			
SnapTrack	A-GPS,	N/A	50% ≤ 25 m	Elevée	Moyen	Faible
[WWWb]	TDOA		5 – 50 m			
WhereNet	UHF TDOA	RWGH: Moindres	50% ≤ 3 m	Modérée	Bas	Bonne
[WWWc]		Carrés Pondérés	2 – 3 m			
Ubisense	UWB	Moindres Carrés	$99\% \le 0.3 \text{ m}$		Moyen/	Faible
[WWWd]	Unidirection		15 cm		Elevé	
	nel TDOA +					
	AOA		500/ 0.0			
Sappire Dart	UWB	Moindres Carrés	$50\% \le 0.3$ m		Moyen/	Faible
[WWWe]	Unidirection nel TDOA				Eleve	
Smartl OCUS	WI AN RSS	N/A	50% < 15  cm	Movenne	Moven/	Bonne
IBR1051	+ Ultrasons	11/74	2 - 15  cm	Widyeinie	Elevé	Donne
[Didico]	RTOF		2- 15 cm		Lieve	
Eiris	IR + UHF	Basée sur PD	50% ≤ 1 m	Moyenne	Moyen/	Faible
[WWWf]	RSS + LF			5	Elevé	
SpotON	Active RFID	Latération Ad-Hoc	N/A	Moyenne/	Faible	Bonne
[HIG00]	RSS			Elevée		
LANDMARC	Active RFID	K-VPP	< 2 m	Moyenne	Bas	Faible
[NI04]	RSS		$50\% \le 1 \text{ m}$			
TOPAZ	Bluetooth	Basée sur PD	$95\% \le 2 \text{ m}$		Moyen	Faible
[WWWg]	(RSS) + IR					
MPS	QDMA	Latération Ad-Hoc	$50\% \le 10 \text{ m}$		Moyen	
[WWWh]						
GPPS	Système	Processus Gaussien	$50\% \le 7.3 \text{ m}$	Moyenne	Moyen	Bonne
[SCH04]	cellulaire	(GP);	GP 7.5 m			
	DECT	K-VPP	K-VPP 7 m			
Robot-Based	WLAN RSS	Approche	$50\% \le 1.5 \text{ m}$	Moyenne	Moyen	Bonne
[LAD02]		Bayesienne				
[HAE04]						
	WI AN DCC	SMD: alva a stit	500 < 2.7 m	Dáduita	Marran	Danna
	WLAN K55	sivir, plus petit	$3070 \le 2.7$ m	Kedulte	woyen	Donne
	WLANRSS	TIX: interpolation	50% < 5.4 m	Réduite	Moven	Bonne
[GWO04b]		et extrapolation	5070 <u>-</u> 5.4 III	Requite	woyon	
[]		triangulaire				
Pin-Point 3D-	UHF (40	Approche	50% ≤ 1 m		Bas	Bonne
ID [WER98]	MHz) RTOF	Bayesienne				
Empreintes	Réseaux	K VPP pondérés	Moyenne 5 m	Moyenne	Moyen	Bonne
GSM	Cellulaires		A $80\% \le 10 \text{ m}$			
[OTS05]	GSM (RSS)					

Tableau I-8: Les principaux systèmes de localisation existants [LIU07]

## 4. 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 I.12** 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 I.12: 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 intra bâtiment. La compréhension et la modélisation du canal de propagation intra bâtiment du point de vue de la localisation sont nécessaires, les modèles existants étant orientés vers des applications de communication.

Une solution émergente représentée par la technologie Ultra Large Bande semble avoir la meilleure réponse pour contourner les difficultés présentes dans l'environnement intra bâtiment. Les applications de cette technologie dans la localisation intra bâtiment constituent un domaine important de recherche dont plusieurs auteurs se sont déjà lancés. Son principal avantage, lié à sa bande passante importante, constitue également un inconvénient car des systèmes spécifiques doivent être développés et, la faible puissance transmise en limite la portée. Un autre inconvénient est lié aux erreurs introduites dans le cas des configurations NLOS. Des techniques récentes essayent de contourner ce dernier problème en exploitant la géométrie des trajets NLOS afin d'aboutir à l'estimation de la position. L'ensemble des techniques supposent la connaissance des retards des signaux ce qui implique une synchronisation entre l'émetteur et les récepteurs, procédé onéreux qui complique la structure du matériel nécessaire, de plus les angles d'arrivée et de départ sont supposés être estimés dans un référentiel commun. L'orientation de l'objet mobile qui doit être localisé étant inconnue, cette hypothèse ne peut pas être satisfaite en pratique. Les suppositions faites sur l'existence d'un nombre important de trajets d'ordre 1 et la capacité d'extraire les paramètres des ces trajets dans le cas de **[LI06]** sont rarement satisfaites en pratique.

La plupart de méthodes de localisation, ainsi que celle proposée au **Chapitre IV**, nécessite la connaissance des paramètres des trajets entre le point d'émission et les points de réception, tels leurs retards, les directions d'arrivée et les directions de départ afin d'effectuer une intersection dans les configurations LOS ou une reconstruction partielle des caractéristiques géométriques du canal dans les configurations NLOS. L'estimation des paramètres se réalise par l'intermédiaire des méthodes qui exploitent un ensemble d'échantillons obtenus dans différentes dimensions qui sont représentatives pour chaque paramètre. Ainsi, la dimension spatiale, échantillonnée à l'aide des réseaux d'antennes, permet d'estimer les paramètres angulaires des trajets et la dimension fréquentielle leurs retards. Les principales méthodes existantes et leur évolution à partir du cas unidimensionnel au cas multidimensionnels, permett d'estimer conjointement plusieurs paramètres d'intérêt, sont traitées dans le chapitre suivant.

# **Chapitre II - Les méthodes d'estimation de paramètres du canal**

## **1. Introduction**

L'estimation des paramètres du canal de propagation joue un rôle majeur dans les systèmes de communication et de localisation actuels. Associée à des algorithmes de traitement du signal, elle permet l'optimisation de la portée et de la fiabilité de la communication. Historiquement les études menées dans les domaines militaire et maritime, se sont focalisées sur l'estimation des directions d'incidence des signaux.

La recherche des méthodes de détermination des directions d'arrivée (DOA) et/ou de départ (DOD) des sources commence quasiment en même temps que la découverte des ondes électromagnétiques. La découverte de la propriété de directivité des antennes par Hertz en 1888 a conduit au développement d'un système de détermination de la direction d'incidence des ondes électromagnétiques brevetée par Scheller en 1906. Les dispositifs d'origine, constitués de dipôles électriques ou magnétiques montés sur un support rotatif, étaient orientés afin d'aligner l'axe du dipôle avec la direction d'incidence du champ, la direction de propagation de l'onde correspondant à la direction du vecteur d'onde ainsi mesurée.

Le premier système non-rotatif exploitant l'amplitude, intitulé "Bellini-Tosi Medium Frequency Direction Finder", a été développé et breveté par Etonie Bellini et Alexandro Tosi en 1910. La méthode, dont le principe du système est illustré dans la **Figure II.1**, est basée sur l'utilisation de deux antennes boucle et un goniomètre.



Figure II.1: Schéma de principe du système Bellini-Tosi [BAU97]

L'orientation des ces deux antennes, placées habituellement au niveau d'un récepteur terrestre, dans le plan vertical et selon la direction Nord-Sud et respectivement Est-Ouest, permet de capter la composante **H** du front d'onde incident en supposant une polarisation verticale. L'amplitude du champ reçu varie en fonction de l'angle d'incidence " $\alpha$ " de l'onde, tel qu'il est montré dans la **Figure II.2**:



Figure II.2: Evolution du champ reçu en fonction de l'angle d'incidence du signal

L'originalité de la méthode consiste dans l'introduction d'une bobine tournante, représentant le rotor du goniomètre, dans ce champ magnétique. Elle représente l'équivalent d'une antenne en rotation [**POW90**]. Sa rotation sur l'intégralité du domaine de visibilité de 360° génère deux pics et deux nuls dans la représentation de l'évolution de la tension induite au niveau du rotor du goniomètre. La sortie du rotor est connectée à l'entrée du récepteur. Si l'axe de cette bobine est aligné avec l'axe du champ induit dans les deux bobines fixes, le transfert de puissance est maximal. L'angle de l'onde incidente correspond à l'angle de rotation de la bobine.

Deux émetteurs situés sur la même ligne mais avec une différence de 180° de l'angle d'incidence produisent une force électromotrice de valeur absolue égale mais de signe opposé. Ceci introduit une ambigüité dans l'angle estimé, la direction d'émission pouvant être estimée à 180° près. Une amélioration de la méthode survenue ultérieurement, afin de lever l'ambiguïté sur le signe, consiste à ajouter une antenne verticale à ce montage. Dans un champ polarisé verticalement, une antenne omnidirectionnelle dans le plan horizontal est influencée par la composante E du champ. La sortie de cette antenne verticale sera en quadrature par rapport à la valeur obtenue à la sortie de la bobine de recherche, indépendamment de l'angle d'incidence de la source. Afin d'éliminer l'ambigüité, ces signaux doivent être combinés pour se renforcer ou s'annuler réciproquement. Pour ce faire, un des signaux doit être déphasé de  $\pi/2$ . Le signal composé obtenu en effectuant la sommation du signal résultant du rotor du goniomètre, déphasé de  $\pi/2$ , et du signal obtenu au niveau de l'antenne verticale représente l'équivalent d'une antenne dont le diagramme de rayonnement est une cardioïde qui présente une seule valeur nulle. La valeur du signal incident peut être ainsi mesurée sans ambigüité.



Figure II.3: Diagramme de rayonnement du montage utilisé pour lever l'ambigüité

La console de l'opérateur du système Bellini-Tosi est présentée dans la **Figure II.4**. L'utilisateur manipule le goniomètre situé en bas de l'image à gauche afin de déterminer la direction d'incidence de l'onde qui est indiquée sur le quadrant associé.



Figure II.4: Le goniomètre Bellini-Tosi [CER08]

Malgré cette découverte, pendant la première guerre mondiale, les dispositifs employés pour déterminer la direction des ondes étaient des dipôles tournants. La photo de la **Figure II.5** montre un de ces équipements.



Figure II.5: Equipement de détection de la direction d'incidence mobile utilisé dans des applications militaires (1918) [R&S00][CER08]

La découverte de Adcock sur la propriété de directivité des réseaux de dipôles linéaires verticaux et de leur résistance aux interférences produites par la composante horizontale du champ lui a permis de développer une application d'estimation de la direction dans le domaine de l'aéronautique pour laquelle il a obtenu un brevet en 1919. Le système Adcock ("High Frequency Cathode Ray Direction Finding") n'a pas été utilisé dans des applications pratiques avant 1931 **[R&S00]**. Ce type d'équipement a remplacé le goniomètre Bellini-Tosi qui était très sensible aux interférences atmosphériques.

Un autre brevet a été obtenu la même année (1919) par Sir Robert Alexander Watson-Watt pour un dispositif de radiolocalisation basé sur l'emploi des signaux HF, le précurseur du système RADAR. En 1923 Watson-Watt propose une version améliorée de son système permettant à l'utilisateur de visualiser l'information sur un oscilloscope à tube cathodique et de déterminer la direction, la distance et la vitesse de la cible **[SAR06]**.

Le premier système RADAR pour la détection des avions a été développé et breveté en 1935 par Watson-Watt dans le cadre de son travail au sein du "British National Physical Laboratory". Un système similaire a été développé en Allemagne par Rudolf Kuhnold à Telehnken en 1938. Le développement de ce système a été arrêté et repris seulement en 1943, date à partir de laquelle les vaisseaux britanniques ont été équipés de systèmes de détection de la direction de cible suivant la technique Watson-Watt **[R&S00]**.

A partir des années 1970, des techniques numériques ont été introduites dans les procédés de localisation et les techniques d'interférométrie et les méthodes de haute résolution sont apparues.

Globalement, deux principes sont employés dans l'estimation de la direction d'incidence des signaux: la mesure de la direction du vecteur champ électrique et/ou magnétique (estimateurs de la direction exploitant la polarisation) ou la mesure de l'orientation des surfaces équiphase (estimateurs de la direction exploitant la phase).

Les estimateurs de la direction exploitant la polarisation sont réalisés à l'aide de dipôles linéaires ou circulaires. La méthode classique du dipôle tournant, mentionnée auparavant, appartient à cette catégorie: si la direction de l'onde est perpendiculaire à l'axe du dipôle, le niveau du signal reçu est minimal. L'estimation est faite selon le principe Watson-Watt.

Les estimateurs actuels de la direction d'incidence (DOA ou DOD) basés sur l'exploitation de la phase déterminent l'information à partir de l'orientation spatiale des lignes (azimut) ou surfaces (azimut, élévation) équiphase et utilisent les signaux obtenus en sortie des réseaux d'antennes. Les techniques d'interférométrie font partie de cette catégorie. Pour illustrer ce point, prenons l'exemple décrit dans la **Figure II.6**.



Figure II.6: Le principe de l'interférométrie

Sur la figure de gauche, trois antennes forment un réseau en « L », l'angle d'azimut  $\theta$  est l'angle formé par la direction d'incidence de l'onde plane par rapport à la droite de référence passant par les antennes 1 et 3, l'angle d'élévation  $\phi$ , quant à lui, est référencé par rapport à la droite passant par les antennes 1 et 2. Si  $\Phi_{12}$ ,  $\Phi_{13}$ , représentent les phases des signaux mesurées en sortie des antennes respectivement 2 et 3 par rapport à l'antenne 1, l'azimut peut-être calculé grâce à l'expression:

$$\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\Phi_{12}}{\Phi_{13}}\right)$$
 II.1

et l'élévation est donnée par:

$$\hat{\phi} = \arccos\left(\frac{\sqrt{\Phi_{12}^2 + \Phi_{13}^2}}{2\pi\theta/\lambda}\right)$$
 II.2

Les algorithmes utilisés dans la suite de cette étude exploitent la différence de phase entre les signaux reçus par les différents éléments du réseau illuminé par une onde ou plusieurs ondes planes.

# Modèle du signal reçu Modèle de propagation

Les réseaux utilisés comportent M éléments (capteurs) qui vont fournir une information échantillonnée, sous forme d'amplitude complexe (module et phase).

L'hypothèse bande étroite est satisfaite si les signaux incidents ou les éléments du réseau présentent une bande passante faible par rapport à la fréquence du travail. Dans le cas des signaux large bande, si la réponse fréquentielle du réseau est relativement plate dans la bande des signaux et le temps de propagation le long du réseau est faible par rapport à l'inverse de la bande, l'hypothèse est également respectée.

Si le réseau d'antennes est à une distance de l'antenne d'émission supérieure à  $10\lambda$ , l'hypothèse de champ lointain est respectée et l'onde incidente peut ainsi être considérée comme plane. Dans les conditions d'un réseau composé de capteurs identiques, omnidirectionnels, chaque élément du réseau reçoit une version décalée, dans l'espace et dans le temps, de l'onde plane de longueur d'onde  $\lambda$ .

En prenant l'exemple de deux éléments du réseau séparés par une distance d, situés aux distances  $d_1$  et  $d_2$  d'une source ponctuelle isotrope, l'expression du champ reçu à un instant t au niveau de chaque élément, est donnée par:

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \\ I_2 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \end{bmatrix}$$
 II.3

où  $I_1$  et  $I_2$  représentent les courants d'excitation induits par l'onde incidente au niveau des éléments du réseau,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  représente le nombre d'onde et  $\omega$  la pulsation. Dans l'hypothèse d'onde plane l'utilisation de capteurs avec des caractéristiques identiques et le fait de négliger le bruit de réception nous permettent d'écrire  $I_1 \cong I_2 = I$ .



Figure II.7: Incidence d'une onde plane sur un réseau d'antennes

Pour une onde plane de direction d'incidence  $\theta$  mesurée par rapport à la normale du réseau, on a la relation:

$$d_2 = d_1 + d\sin(\theta) \qquad \qquad \text{II.4}$$

On peut considérer que  $d\sin(\theta) \ll d_1$  et ainsi au niveau du dénominateur  $d_1 \cong d_2 = d_s$ . Cette différence est importante en termes de phase et ne pourra pas être négligée dans l'exponentielle. Ainsi on obtient:

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ie^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_s}}{d_s} \\ Ie^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_s}}{d_s} e^{-jkd\sin\theta} \end{bmatrix} = Ie^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_s}}{d_s} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jkd\sin\theta} \end{bmatrix}$$
 II.5

Le terme  $I \frac{e^{-jkd_s}}{d_s}$  est constant pour une distance radiale donnée et pourra être ignoré

ainsi que la dépendance temporelle  $e^{j\omega t}$ , seul le déphasage engendré par la position des antennes restant présent dans la relation. Ainsi, l'effet de propagation d'un élément du réseau à un autre, peut être modélisé par un retard pur (déphasage linéaire).

Un élément du réseau (une extrémité ou l'élément central du réseau) est considéré habituellement comme référence qui va servir à définir la relation de propagation du front d'onde le long du réseau. Une pratique moins courante consiste à prendre une référence externe par rapport à laquelle le déphasage engendré au niveau de chaque capteur sera défini. L'ensemble des déphasages mesurés par rapport à l'antenne de référence le long du réseau d'antennes et induit par un signal d'azimut  $\theta$  et d'élévation  $\varphi$ , représenté dans la **Figure II.8**, est connu sous le nom de "vecteur réponse" du réseau d'antennes ou "vecteur directeur".



Figure II.8: Système de coordonnées du réseau d'antennes

### 2.2. Géométries typiques des réseaux d'antennes

La géométrie du réseau (arrangement des capteurs dans l'espace) peut prendre des formes diverses, en fonction de paramètres à extraire. On peut citer des configurations linéaires, permettant de résoudre une seule composante angulaire (azimut ou élévation), des configurations planaires et volumiques permettant de résoudre les deux composantes (azimut et élévation).

L'expression du vecteur directeur induit par une onde plane incidente sur le réseau d'antennes d'une direction  $(\theta, \varphi)$  est dépendante de la configuration géométrique du réseau. Ce vecteur peut être déterminé analytiquement, en exploitant la géométrie connue du réseau d'antennes et l'hypothèse de capteurs identiques ou, pour les modèles plus complexes ou les géométries arbitraires, par l'intermédiaire de mesures de calibration en chambre anéchoïque. L'expression générale du vecteur directeur, pour un réseau de *M* antennes, chacune ayant des caractéristiques de rayonnement différentes est:

$$\mathbf{a}(\theta,\varphi) = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T = [G_1(\theta,\varphi)e^{-j\beta r_1} G_2(\theta,\varphi)e^{-j\beta r_2} \dots G_M(\theta,\varphi)e^{-j\beta r_M}]^T \qquad \mathbf{II.6}$$

où  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin\theta\cos\varphi, \sin\theta\sin\varphi, \cos\theta]$  représente le nombre d'onde exprimé en coordonnées cartésiennes,  $r_m = [x_m, y_m, z_m]$  représente la position et  $G_m(\theta, \varphi)$  est le gain du capteur *m* dans la direction  $(\theta, \varphi)$  [BAL07].

Cette expression est adaptée en fonction des différentes configurations du réseau d'antennes. L'ensemble des vecteurs qui définissent toutes les directions d'incidence possibles représente le domaine de visibilité du réseau. Ce domaine est "non ambigu" si tous les vecteurs qui le caractérisent sont linéairement indépendants. Ceci dépend de la géométrie employée, pour certaines géométries des ambigüités existent et des précautions doivent être prises.

#### 2.2.1. Les réseaux linéaires

Un réseau linéaire comporte un nombre de M capteurs orientés le long d'un axe du système des coordonnées local. En fonction de l'espacement entre les capteurs, on distingue des réseaux linéaires uniformes si l'espacement entre deux éléments successifs du réseau est constant ou non uniforme si l'espacement est différent entre les éléments du réseau. Le capteur de référence peut être placé à une des extrémités du réseau ou au centre du réseau.

Le déphasage entre deux éléments consécutifs pour un réseau linéaire orienté le long de l'axe Ox, est donné par  $e^{-jk_xx}$ ,  $k_x$  représentant la composante de vecteur d'onde selon l'axe

 $Ox, k_x = \frac{\omega}{c}\sin\theta = \frac{2\pi}{\lambda}\sin\theta$ . Pour ce type de réseau, en prenant la référence de phase à une

extrémité, au niveau du *m*-ième capteur le déphasage est exprimée sous la forme  $e^{-j(m-1)dk_x}$ . La forme générale des vecteurs directeurs est de type Vandermonde:

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi(M-1)\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}\right]^T = \left[1, \delta, \delta^2, \dots, \delta^{M-1}\right]^T$$
 II.7

Si la référence de phase est prise au centre du réseau, le vecteur directeur est symétrique par rapport au centre et il a la forme:

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[e^{-j2\pi \frac{(M-1)d}{2}\sin(\theta)}, \dots, 1, \dots, e^{j2\pi \frac{(M-1)d}{2}\sin(\theta)}\right]^T$$
 II.8

pour un nombre impaire d'éléments et:

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[e^{-j2\pi \frac{(M-1)d}{2}\sin(\theta)}, \dots, e^{-j\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}, e^{j\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}, \dots, e^{j2\pi \frac{(M-1)d}{2}\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}\right]^T$$
 II.9

pour un nombre pair d'éléments. Ce type de vecteurs directeurs est appelé centro-symétriques, les emplacements des éléments étant symétriques par rapport au centre du réseau et les valeurs des éléments pris par paires par rapport au centre étant complexes conjuguées.

L'échantillonnage réalisé à l'aide d'un réseau linéaire d'antennes est équivalent à un échantillonnage temporel effectué dans l'analyse spectrale. Pour éviter les effets de repliement du spectre, la fréquence d'échantillonnage spatial étant l'inverse de la distance entre les capteurs du réseau  $\frac{1}{d}$ , elle doit être supérieure ou égale à deux fois la fréquence spatiale  $\frac{1}{\lambda}$  de l'onde incidente, d'où on obtient la condition pour l'espacement entre les éléments du réseau  $d \le \frac{\lambda}{2}$ . Comme le sinus est confiné dans l'intervalle[-1;+1], le vecteur d'onde *k* normalisé par rapport à  $\frac{\lambda}{2}$  se trouve dans l'intervalle  $[-\pi;+\pi]$ .

L'utilisation des réseaux linéaires implique une analyse dans un domaine de visibilité limité à un seul plan du réseau (devant ou derrière), ce type de réseau étant capable de distinguer sans ambiguïté seulement les signaux avec un angle d'incidence compris entre [-90°;+90°] par rapport à la normale sur le réseau. Ainsi qu'il est indiqué sur la **Figure II.9**,

une onde incidente avec un angle de -45° par rapport à la normale du réseau (ou 135° par rapport à l'axe Ox) produit un déphasage identique à une onde incidente avec un angle de 225° par rapport à l'axe Ox. Une solution pour lever cette ambiguïté pourrait être de placer le réseau contre un plan absorbant qui limite les directions d'incidence dans le domaine [-90°;+90°] par rapport à la normale sur le réseau.



Figure II.9: Illustration de 2 ondes planes illuminant un réseau linéaire sous incidence 135° et 225°

#### 2.2.2. Les réseaux circulaires

Nous allons considérer un réseau circulaire constitué de M capteurs placés de manière équidistante sur un cercle de rayon r. La référence de phase est prise dans le centre du cercle et l'angle d'incidence est mesuré par rapport à l'axe qui réunit le centre du cercle avec l'antenne de référence. Avec ces suppositions, le vecteur directeur d'une onde plane incidente sur le réseau d'une direction  $\theta$  se met sous la forme:

$$\mathbf{a}_{\mathbf{r}}(\theta) = \left[e^{jkr\cos(\theta)}, e^{jkr\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{p}\right)}, ..., e^{jkr\cos\left(\theta - \frac{2(p-1)\pi}{p}\right)}\right]^{T}$$
II.10

La figure **Figure II.10** ci-dessous montre un exemple de réseau circulaire composé de huit éléments.



Figure II.10: Exemple de réseau circulaire

Pour respecter la condition d'échantillonnage pour ce type de réseau  $d \le \frac{\lambda}{2}$ , le nombre de capteurs du réseau disposés sur l'arc de cercle de rayon *R* doit respecter la règle **[VAN02]**:

$$M \ge 2\left(\frac{2\pi R}{\lambda}\right) + 1 \tag{II.11}$$

#### 2.2.3. Les réseaux rectangulaires

Les réseaux présentés auparavant permettent de résoudre seulement la composante azimutale des directions d'arrivée. Un autre type de réseau, largement utilisé en pratique, permettant d'estimer les deux composantes des directions d'arrivée est le réseau de type rectangulaire (URA). Si ce réseau comporte un nombre de  $M_x \ge M_y$  capteurs situés dans le plan xOy avec des espacements respectifs  $d_x$  et  $d_y$  entre les éléments, un élément de la matrice équivalente à un vecteur directeur des réseaux linéaires s'écrit:

$$a(m_x, m_y) = e^{j\left[(m_x - 1)\Psi_x + (m_y - 1)\Psi_y\right]}$$
 II.12

où  $\Psi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi)$  et  $\Psi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\varphi)$ . Les contraintes d'échantillonnage

spatial sont identiques à celle d'un réseau uniforme linéaire:  $d_x \le \frac{\lambda}{2}$  et  $d_y \le \frac{\lambda}{2}$ .

Dans le cas de réseaux rectangulaires, afin de faciliter les calculs numériques mais aussi pour des raisons de visualisation, la matrice équivalente peut être réorganisée sous forme unidimensionnelle avec un nombre d'éléments égal à  $M = M_x M_y$ .

## 2.3. Le modèle du signal reçu2.3.1. Modèle du signal en bande étroite

Les données mesurées à différents instants d'observation sont stockées sous forme d'une série spatio-temporelle dans une matrice d'observations  $\mathbf{X}$ , ayant un nombre de lignes correspondant au nombre de capteurs du réseau et un nombre de colonnes égal au nombre d'observations temporelles ("snapshots"). Par la suite on définit par un snapshot, la  $k^{i\text{ème}}$  colonne de la matrice d'observations  $\mathbf{X}$ . Les observations temporelles permettent, par la suite, de moyenner les effets du bruit.

Ainsi, pour un réseau linéaire avec M antennes et pour N observations en bande étroite, à la fréquence  $f_0$ , la matrice **X** du signal reçu aura la forme:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \dots & \mathbf{x}_N \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} x_{11}(f_0) & x_{12}(f_0) & \dots & x_{1N}(f_0) \\ x_{21}(f_0) & x_{22}(f_0) & \dots & x_{2N}(f_0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{M1}(f_0) & x_{M2}(f_0) & \dots & x_{MN}(f_0) \end{pmatrix}$$
 II.13

Prenons le cas d'un nombre D de fronts d'onde incidents sur le réseau d'antennes. Les signaux sont supposés provenir de sources ponctuelles (hypothèse ondes planes). Il peut s'agir de signaux indépendants (sources distinctes) ou corrélés (dans les environnements à trajets multiples il peut s'agir de copies d'un signal générés par les réflexions ou diffractions).



Figure II.11: Représentation des signaux reçus

Le signal mesuré au niveau de chaque capteur est modélisé comme une superposition de tous les fronts d'ondes présents et du bruit au niveau des capteurs. Le modèle s'applique à chaque "snapshot" pris au niveau du réseau d'antennes avec l'hypothèse que les sources restent immobiles pendant la durée de l'acquisition (environnement stationnaire) et ainsi le vecteur directeur pour chaque signal reste inchangé. On note par  $s_i(k)$  l'amplitude complexe du signal issu de la source *i* observé à l'instant *k*. A la matrice dont chacune des colonnes correspond au vecteur directeur du réseau formé par les *M* antennes pour chacun des *D* signaux incidents. Le signal mesuré par chaque élément du réseau peut ainsi se mettre sous la forme:

$$\mathbf{x}_{k} = \begin{pmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \\ \dots \\ x_{Mk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{1D} \\ a_{21} & & a_{2D} \\ \vdots & & \vdots \\ a_{M1} & \dots & a_{MD} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_{1k} \\ s_{2k} \\ \dots \\ s_{Dk} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{1k} \\ n_{2k} \\ \dots \\ n_{Mk} \end{pmatrix}$$
II.14

ou sous une forme compacte:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \qquad \qquad \mathbf{II.15}$$

où **n** est un vecteur du bruit additif gaussien de dimension M.

On note S la matrice des signaux reçus au niveau de l'antenne de référence

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_{11} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & & s_{2N} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{D1} & \dots & s_{DN} \end{pmatrix}$$
 II.16

 $s_{dk}$  étant l'échantillon pris à l'instant k de l'enveloppe complexe du signal d'indice d.

En fonction de la façon dont va être exploitée ce modèle, plusieurs méthodes de détermination des paramètres des signaux incidents ont été progressivement développées. Les informations à extraire de ce modèle sont le nombre de sources distinctes, soit *D*, leurs

caractéristiques directionnelles telles que les angles d'arrivée en azimut et en élévation sur le réseau de réception, leurs amplitudes, temps de propagation ainsi que leur polarisation.

La matrice de corrélation des observations, notée  $\mathbf{R}_{XX}$  contient les statistiques du premier ordre des signaux reçus. Si N est le nombre d'observations ou de snapshots,  $\mathbf{R}_{XX}$  est calculé à partir de la relation suivante:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}}}{N} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \mathbf{x}_{k} \mathbf{x}_{k}^{\mathrm{H}}$$
 II.17

En utilisant le modèle du signal défini en **II.15** et l'hypothèse du bruit non corrélé, on peut exprimer  $\mathbf{R}_{XX}$  en fonction de A:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}}}{N} = \frac{\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{S}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}} + \mathbf{n}\mathbf{n}^{\mathrm{H}}}{N} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^{\mathrm{H}} + \mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}}$$
 II.18

La matrice des signaux **P** contient sur sa diagonale la puissance moyenne reçue par chaque capteur, les termes extra-diagonaux correspondant à la corrélation entre les signaux reçus sur les capteurs. Dans le cas de signaux indépendants, c'est-à-dire  $s_i(k) \neq \alpha s_j(k)$  où  $\alpha$  est une constante, cette matrice est diagonale. Le nombre de snapshots étant fini, les termes de cette matrice ne reflètent pas la vraie nature des signaux incidents.

## 2.3.2. Modèle du signal en large bande

Pour les signaux à large bande, le même modèle s'applique à chaque fréquence, les vecteurs directeurs étant dépendants de la longueur d'onde. Dans le cas de l'estimation d'un seul paramètre, si la bande de cohérence est inférieure à la bande passante, la diversité fréquentielle va permettre d'augmenter le nombre d'observations.

Un exemple d'évolution du front d'onde dans l'espace, le long du réseau d'antennes, pour deux signaux à 3 GHz et respectivement 6 GHz est donné dans la **Figure II.12**. Cet écart important entre les fréquences a été choisi afin de mieux illustrer l'influence de l'échantillonnage. Si l'espacement entre les capteurs du réseau est calculé en fonction de la longueur d'onde à la fréquence la plus basse, la condition d'échantillonnage spatial imposant d'avoir au moins 2 échantillons par période du signal, n'est pas respectée. Si cette distance est calculée en fonction de la fréquence maximale, cette condition est respectée dans toute la bande de travail.



Figure II.12: La condition d'échantillonnage spatial

Pour une analyse en large bande, la matrice d'observations, X, va comporter une troisième dimension qui va permettre de stocker les F échantillons correspondant à chaque fréquence. Une autre façon d'organiser cette matrice est, pour une observation donnée, de vectoriser ou d'empiler successivement dans la même colonne les signaux reçus sur le réseau fréquence par fréquence. Une colonne correspond à une observation temporelle. Cette matrice de dimension MFxN est donnée par:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_{11}(f_0) & x_{12}(f_0) & \dots & x_{1N}(f_0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{M1}(f_0) & x_{M2}(f_0) & \dots & x_{MN}(f_0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{11}(f_F) & x_{12}(f_F) & \dots & x_{1N}(f_F) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{M1}(f_F) & x_{M2}(f_F) & \dots & x_{MN}(f_F) \end{pmatrix}$$
II.19

## 3. Les méthodes d'estimation d'un seul paramètre (1D)

Les méthodes spectrales sont basées sur le calcul d'une fonction du paramètre d'intérêt. Pour illustrer ces méthodes nous choisissons l'angle d'arrivée des rayons noté  $\theta$ . Le principe consiste à rechercher les maximums de cette fonction P( $\theta$ ) appelée spectre spatial. Il représente la puissance moyenne reçue par le réseau en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  dans le domaine de visibilité du réseau. Ces méthodes constituent une extension de l'analyse des séries temporelles appliquée au traitement spatial des signaux **[KRI96]**. On peut citer, parmi les méthodes spectrales classiques les plus connues pour leur résolution, celles du Beamforming, de Capon, MinNorm ou de MaxEntropy. Elles ne font aucune supposition concernant la structure de la matrice de covariance **R**<sub>XX</sub>, mais supposent connus les vecteurs directeurs **[STO97]**.

Les méthodes à haute résolution (MUSIC, Root-MUSIC, ESPRIT) exploitent quant à elles, les propriétés de la matrice de covariance et celles de la décomposition en sous-espaces de cette matrice. Le résultat obtenu est également un spectre spatial comportant des maximums à extraire.

Les méthodes paramétriques se basent sur une recherche simultanée des paramètres d'intérêt et donnent comme estimation des valeurs ponctuelles. Leur complexité est plus élevée mais les résultats obtenus sont plus précis **[BAL07]**. On peut citer la version polynômiale Root-MUSIC et l'algorithme ESPRIT.

Les méthodes à haute résolution basées sur l'exploitation de la vraisemblance maximale, tels SAGE et plus récemment RIMAX, offrent une alternative efficace pour l'estimation des paramètres.

La plupart des algorithmes supposent connu le nombre de signaux incidents. Il est nécessaire d'effectuer un prétraitement sur les données afin d'estimer d'une part le nombre de signaux ou trajets et de décorreler les signaux.

## 3.1. Estimation du nombre de trajets

Les méthodes de détermination du nombre de sources jouent un rôle très important dans les performances des algorithmes d'estimation des paramètres. La plupart de ces algorithmes suppose connu le nombre de sources incidentes sur le réseau d'antennes, ainsi une estimation correcte du nombre de sources permet de minimiser les erreurs d'estimation des paramètres alors que les erreurs de détection dégradent leurs performances pouvant même conduire à des solutions complètement erronées. Les méthodes les plus connues dans la littérature sont basées sur l'exploitation des valeurs propres de la matrice de covariance mais d'autres approches ont été également développées. Une étude exhaustive sur ces algorithmes est détaillée et illustrée dans [NAS09]. La conclusion de son étude est reprise dans ce paragraphe.

Trois catégories principales de méthodes d'estimation du nombre de sources peuvent être trouvées dans la littérature: les méthodes basées sur l'exploitation des valeurs propres de la matrice de covariance, les méthodes basées sur l'exploitation des vecteurs propres de la matrice de covariance et les méthodes basées sur l'exploitation des erreurs d'estimation du signal reçu.

Nous allons présenter ici les deux méthodes le plus répandues faisant partie de la première catégorie: AIC (Aikake Information Criterion) et MDL (Minimum Description Length) développé par Risanen **[RIS83]**. Ces méthodes sont basées sur la théorie de l'information (test d'hypothèses), l'estimation étant donnée par le nombre de valeurs propres de la matrice de covariance qui minimise une fonction spécifique à chaque méthode. Ces méthodes comportent deux termes, un terme commun donné par l'inverse du logarithme de la vraisemblance maximale et un terme spécifique à chaque méthode.

Dans le cas de AIC la fonction de coût est donnée par:

$$AIC = 2*(M-k)*(M+k) - 2*N*k*\log\left(\frac{\sqrt{\prod_{i=1}^{k}\lambda_{i}}}{\frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}\lambda_{i}}\right)$$
 II.20

et pour MDL:

$$MDL = 0.5*(M-k)*(M+k) - N*k*\log\left(\frac{\sqrt{\prod_{i=1}^{k}\lambda_{i}}}{\frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}\lambda_{i}}\right)$$
 II.21

Il a été montré dans **[NAS09]** que les performances de la méthode AIC sont supérieures à celles de MDL notamment dans le cas des faibles valeurs du SNR. Ce critère a été utilisé par la suite dans l'étape préliminaire des algorithmes d'estimation des paramètres où le nombre de sources doit être déterminé.

# **3.2.** Les méthodes de prétraitement pour la décorrélation des sources

#### **3.2.1.** Le lissage spatial

Dans le cas des environnements intra-bâtiments, caractérisés par une propagation multi-trajets, des copies du signal transmis arrivent au niveau du récepteur avec des retards différents. Pour ces configurations une forte corrélation existe entre les signaux trajets reçus qui dégrade non seulement les performances des méthodes d'estimation du nombre de signaux mais aussi les résultats des algorithmes d'estimation des paramètres, pouvant conduire à des valeurs complètement erronés dans certains cas.

La corrélation entre deux signaux s<sub>1</sub> et s<sub>2</sub> s'exprime par la relation:

$$s_2(t) = \alpha s_1(t) \tag{II.22}$$

où α dénote un coefficient complexe qui traduit la corrélation entre les signaux.

En prenant le cas d'un réseau linéaire uniforme composé de M capteurs identiques sur lequel D signaux sont incidents, avec D < M, on utilise le modèle **II.18** de la matrice de covariance. Les éléments extra diagonaux de la matrice **P** traduisent la corrélation entre les différentes sources. Pour des sources indépendantes cette matrice est diagonale. Elle devient non-diagonale et non singulière pour des signaux partiellement corrélés et non-diagonale et singulière dans le cas où 2 ou plusieurs signaux sont complètement corrélés [**SHA85**].

Dans tous les algorithmes à haute résolution, présentés dans les paragraphes suivants, il est supposé que l'ensemble des vecteurs directeurs est non-ambigu (les vecteurs directeurs sont linéairement indépendants) et que la condition d'échantillonnage spatial est respectée. Ainsi, pour *D* signaux non corrélés, la matrice **P** est non singulière et le rang du produit **APA**<sup>H</sup> doit être égal à *D*. Si l'on effectue la décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance, pour le cas où le bruit est non-corrélé entre les capteurs du réseau et de puissance  $\sigma^2$ , la plus faible valeur propre sera égale à  $\sigma^2$  et de multiplicité *M-D* et les vecteurs propres correspondants à ces valeurs seront orthogonaux aux colonnes de la matrice **A** (i.e. les vecteurs directeurs des signaux). Les méthodes basées sur la décomposition en sous-espaces exploitent cette propriété.

En prenant le cas où deux signaux sont corrélés, le rang de la matrice  $\mathbf{P}$  est égal à *D*-1. Le modèle du signal reçu devient dans ce cas:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}_{\mathrm{c}}\mathbf{s}_{\mathrm{c}} + \mathbf{n}$$
 II.23

où  $\mathbf{s}_{c} = [(1+\alpha)s_{1}, s_{3}, ..., s_{D}]^{T}$  et  $\mathbf{A}_{c} = [\mathbf{a}(\theta_{1}) + \mathbf{a}(\theta_{2}), \mathbf{a}(\theta_{3}), ..., \mathbf{a}(\theta_{D})].$ 

La matrice de covariance du signal reçu sera exprimée sous une forme similaire à **II.18**:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}_{c} \mathbf{P}_{c} \mathbf{A}_{c}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \mathbf{I}_{M}$$
 II.24

61

où la matrice de covariance des signaux  $P_c$  est non-singulière de taille (*D-1*) x (*D-1*) et la matrice  $A_c$  est de rang *D*-1. Comme les vecteurs du domaine de visibilité du réseau d'antennes sont supposés indépendants, le premier vecteur de la matrice  $A_c$  ne fait pas partie du domaine de visibilité car il représente une combinaison linéaire entre deux vecteurs du domaine. Le nombre de signaux estimés dans ce cas sera *D-1*. Seulement les signaux non-corrélés sont identifiés car leurs vecteurs directeurs ont une correspondance dans le domaine de visibilité du réseau.

L'objectif par la suite est de transformer la matrice  $\mathbf{P}_{\mathbf{c}}$  de rang *D*-1 en une matrice  $\mathbf{P}_{\mathbf{L}}$  de rang *D*. En utilisant un réseau linéaire avec *M* capteurs identiques on peut le diviser en  $M_s$ = *M*-*K*+1 sous-réseaux de taille *K*: { $x_1$ , $x_2$ , ...,  $x_K$ }, { $x_2,x_3$ , ...,  $x_{K+1}$ }, ..., { $x_{M-K+1}$ ,  $x_{M-K+2}$ , ...,  $x_M$ }. En notant par  $\mathbf{X}_{\mathbf{L}_k} \in \mathbb{C}^{K \times N}$  la sous matrice du signal reçu au niveau du sous réseau d'indice *k* on obtient:

$$\mathbf{X}_{\mathrm{L}_{k}} = \mathbf{A}_{\mathrm{L}} \mathbf{\Phi}^{k-1} \mathbf{S} + \mathbf{n}_{\mathrm{L}}$$
 II.25

où  $\Phi^{k-1}$  représente la puissance d'ordre k de la matrice diagonale de taille DxD:

$$\Phi = diag\left\{e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_1)}, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_2)}, ..., e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_D)}\right\}$$
 II.26

La matrice de covariance du sous réseau d'ordre k est donnée par:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{L}_{k}} = \mathbf{A}_{\mathbf{L}} \mathbf{\Phi}^{k-1} \mathbf{P} \left( \mathbf{\Phi}^{k-1} \right)^{\mathrm{H}} \mathbf{A}_{\mathbf{L}}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \mathbf{I}_{K}$$
 II.27

où **P** représente la matrice de covariance des sources. La matrice de covariance avec lissage spatial est définie comme la moyenne des matrices de covariance de chaque sous réseau:

$$\mathbf{R}_{\mathrm{L}} = \frac{1}{M_s} \sum_{k=1}^{M_s} \mathbf{R}_{\mathrm{L}_k}$$
 II.28

où  $M_s = M - K + 1$  représente le nombre total de sous réseaux. En utilisant la définition de **R**<sub>L<sub>s</sub></sub> on peut réécrire l'équation de la matrice de covariance avec lissage spatial comme:

$$\mathbf{R}_{\mathrm{L}} = \mathbf{A}_{\mathrm{L}} \left( \frac{1}{M_{s}} \sum_{k=1}^{M_{s}} \mathbf{\Phi}^{k-1} \mathbf{P} \left( \mathbf{\Phi}^{k-1} \right)^{\mathrm{H}} \right) \mathbf{A}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \mathbf{I}_{K} = \mathbf{A}_{\mathrm{L}} \mathbf{P}_{\mathrm{L}} \mathbf{A}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \mathbf{I}_{K}$$
 II.29

où  $P_L$  représente la matrice de covariance modifiée du réseau. Si le nombre de sous-réseaux est supérieur ou égal au nombre de signaux, la matrice de covariance modifiée du signal est non singulière. Cette matrice peut être écrite sous la forme:

$$\mathbf{P}_{\mathrm{L}} = \frac{1}{M_{s}} \sum_{k=1}^{M_{s}} \boldsymbol{\Phi}^{k-1} \mathbf{P} \left( \boldsymbol{\Phi}^{k-1} \right)^{\mathrm{H}} = \left( \mathbf{I}_{K} \ \boldsymbol{\Phi} \dots \boldsymbol{\Phi}^{M_{s}-1} \right) \begin{pmatrix} \frac{1}{M_{s}} \mathbf{P} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{1}{M_{s}} \mathbf{P} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ \boldsymbol{\Phi}^{-1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\Phi}^{-(M_{s}-1)} \end{pmatrix} = \mathbf{G} \mathbf{G}^{\mathrm{H}} \quad \mathbf{II.30}$$

62

où la matrice **G** de taille  $D \ge M_s D$  est définie par les blocs:  $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{\Phi} \mathbf{C} & \dots & \mathbf{\Phi}^{M_s - 1} \mathbf{C} \end{bmatrix}$ , avec

$$\mathbf{C}\mathbf{C}^{\mathrm{H}} = \frac{1}{M_{s}}\mathbf{P}.$$

Le rang de la matrice  $P_L$  est égal au rang de la matrice G. Il est démontré dans [SHA85] que le rang de la matrice G est égal à D et ainsi la nouvelle matrice de covariance contient des signaux non corrélés.

Un désavantage de cette méthode est lié à la réduction de la taille effective du réseau **[HAR97]**. En prenant le cas d'un réseau uniforme linéaire en présence de D signaux corrélés, le nombre de sous réseaux nécessaire pour décorreler les sources est donné par M-K+1 et il doit être supérieur à D. En considérant le fait que la taille de chaque sous réseau doit être supérieure ou égale D+1, le nombre total des éléments du réseau doit être supérieur ou égal à 2D, ce qui signifie que, pour décorréler tous les signaux reçus il est nécessaire d'avoir au moins le double des éléments du réseau.

#### 3.2.2. La moyenne directe-inverse

Les articles sur la méthode de lissage spatial proposée dans le sous-chapitre précédent montrent que l'utilisation de cette méthode de prétraitement conjointement avec les méthodes à haute résolution basés sur la décomposition en sous-espaces permet d'estimer tous les signaux incidents, quel que soit leur degré de corrélation. L'inconvénient de cette méthode est la nécessité d'avoir 2D capteurs dans le réseau, pour être capable d'estimer D signaux corrélés. Dans l'article [UNI89] une méthode de lissage spatial améliorée est proposée. Cette méthode intitulée "Froward-Backward Spatial Smooting" ne nécessite plus que 3D/2 capteurs pour décorréler les D signaux. Elle emploie les sous-réseaux complexes conjugués formés en commençant par la fin du réseau originel pour aboutir à des meilleurs résultats. Le premier ensemble de sous-réseaux est créé comme dans le cas du lissage spatial classique et une matrice de covariance correspondante à cet ensemble R<sub>sd</sub> est créée. Pour créer le deuxième ensemble, on commence avec le dernier élément du réseau originel et on constitue des sousréseaux de K éléments (K correspondant au facteur de lissage) en prenant le complexe conjugué de chaque élément. Une matrice de covariance correspondante Rs est constituée. La moyenne de ces deux matrices de covariance est utilisée conjointement avec les méthodes à haute résolution basés sur la décomposition en sous espaces dans le cas de D signaux corrélés.

## 3.3. Estimation 1D par les méthodes spectrales3.3.1. La formation de faisceaux

Parmi les premières méthodes de traitement des échantillons spatio-temporels acquis au niveau d'un réseau d'antennes, on trouve la méthode de la formation des faisceaux. La première implémentation de cette approche, connue sous le nom de la méthode de Bartlett (ou "Conventional Beamforming") date de l'époque de la deuxième guerre mondiale et représente l'adaptation de l'analyse spectrale de Fourier appliquée à des échantillons spatio-temporels. Cette approche est la première à être utilisée dans des applications de localisation de sources basée sur l'exploitation des réseaux d'antennes **[R&S00]**.

L'idée de base est d'effectuer un filtrage spatial en pondérant les signaux reçus par des coefficients judicieusement calculés. Ce traitement revient à modifier le diagramme de rayonnement du réseau. L'ensemble des coefficients à appliquer aux éléments du réseau est stocké dans un vecteur **h**, appelé filtre spatial. Le rôle de ce filtre est de maximiser le signal provenant de la direction d'intérêt  $\theta_i$ , en dirigeant le lobe principal du réseau dans la direction choisie, tout en minimisant les signaux provenant des directions  $\theta_j \neq \theta_i$ . Si le filtre est appliqué à un snapshot **x**<sub>k</sub> de la matrice d'observations, le signal filtré est donné par:

$$\mathbf{y}_{k} = \mathbf{h}^{\mathrm{H}}\left(\boldsymbol{\theta}_{i}\right)\mathbf{x}_{k} \qquad \qquad \mathbf{II.31}$$

Si on néglige dans une première approximation le bruit, pour un seul signal incident d'une direction  $\theta_i$  sur le réseau d'antennes, le snapshot d'indice *k* est donné par  $\mathbf{x}_k = \mathbf{a}(\theta_i) s_{ik}$  et le signal filtré sera égal à  $\mathbf{y}_k = [\mathbf{h}^{H}(\theta_i)\mathbf{a}(\theta_i)]s_{ik}$ . En fonction du choix des coefficients du filtre **h** de façon à maximiser ou minimiser le produit  $\mathbf{h}^{H}(\theta_i)\mathbf{a}(\theta_i)$ , le signal provenant d'une direction  $\theta_i$  peut être amplifié ou atténué.

La condition imposée à un filtre spatial  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M}$  de maximiser un signal provenant d'une direction  $\theta_{i}$  se traduit par:

$$\mathbf{h}^{\mathrm{H}}\mathbf{a}(\theta_{i}) = 1 \qquad \qquad \mathbf{II.32}$$

La deuxième condition, d'atténuer le plus possible voir annuler tous les signaux provenant des directions  $\theta_j \neq \theta_i$ , signifie qu'en présence d'un ensemble de signaux sur l'intégralité du domaine de visibilité du réseau d'antennes, de puissance unitaire et non-corrélés qui se traduit par  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{I}$ , **h** doit minimiser la puissance d'y dans la direction  $\theta_i$ :

$$\left|\mathbf{y}\right|^{2} = \mathbf{h}^{\mathrm{H}}\left(\theta_{j}\right) \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}}}{N} \mathbf{h}\left(\theta_{j}\right) = \mathbf{h}^{\mathrm{H}}\left(\theta_{j}\right) \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} \mathbf{h}\left(\theta_{j}\right) = \mathbf{h}^{\mathrm{H}}\left(\theta_{j}\right) \mathbf{h}\left(\theta_{j}\right)$$
 II.33

pour tout  $\theta_j \neq \theta_i$ .

Une solution optimale pour ce problème est donnée par [STO97]:

$$\mathbf{h} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\mathbf{a}(\theta)} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{M}$$
 II.34

en sachant que, si les capteurs du réseau sont identiques et les vecteurs directeurs ne sont pas normalisés par rapport au nombre de capteurs du réseau:

$$\mathbf{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\mathbf{a}(\theta) = M \tag{II.35}$$

La démarche consiste à diriger le lobe principal du réseau sur tout le domaine de visibilité avec un pas discret, en multipliant avec le filtre correspondant à chaque direction privilégiée et à mesurer la puissance moyenne:

$$P_{BF}(\theta) = |\mathbf{y}|^2 = \frac{\mathbf{a}^{H}(\theta)\mathbf{R}_{XX}\mathbf{a}(\theta)}{M^2}$$
 II.36

64

Ce procédé est équivalent à diriger mécaniquement le lobe principal d'une antenne directive dans une direction souhaitée et à mesurer la puissance venant de cette direction. Les abscisses correspondant aux maximas du spectre de puissance représentent une estimation des directions d'incidence des signaux sur le réseau.

En pratique, la matrice de covariance du signal reçu  $\mathbf{R}_{XX}$  n'est pas connue parfaitement, elle est estimée à partir d'un nombre fini N de snapshots, comme indiqué dans l'éq. II.17. Le spectre ainsi obtenu représente une moyenne sur l'ensemble des N spectres correspondant aux observations réalisées. Dans cette méthode le bruit n'est pas pris en compte.

La méthode de formation de faisceaux et l'analyse spectrale de Fourier restent cependant des méthodes peu performantes, la résolution spatiale étant limitée par la largeur de son lobe principal (limite de Rayleigh) ou, autrement dit, par le rapport entre la longueur d'onde et la longueur du réseau. La limite de Rayleigh [BOR80] pour la résolution spécifie le fait que, pour être résolus, deux sources doivent être séparées d'une distance angulaire d'au moins  $\frac{2\pi}{M}$ , valeur représentant la largeur du lobe principal du réseau. Ainsi, le nombre de capteurs du réseau représente le facteur principal déterminant les performances de cette méthode. D'autres méthodes essaient d'améliorer les performances de cette approche classique se dirigeant vers la recherche d'une haute résolution spectrale. On rappelle brièvement par la suite les principes de quelques unes de ces méthodes.

#### **3.3.2.** La méthode de Capon

La méthode de la réponse sans distorsion à variance minimale (MVDR: Minimum Variance Distortionless Response) aussi connue sous le nom de la méthode de Capon, introduite dans **[CAP69]** est une première approche de haute résolution spectrale. L'estimateur MVDR représente la vraisemblance maximale d'estimation de la direction d'une source ponctuelle en supposant que toutes les autres sources représentent des interférences.

Les contraintes imposées au filtre spatial de Capon sont similaires à celles de la méthode de la formation des faisceaux. La première contrainte est identique à celle exprimée dans **II.32** la deuxième contrainte étant de minimiser la puissance de sortie en utilisant directement la matrice de covariance exprimée dans **II.17** comme paramètre de minimisation. La solution optimale pour le filtre de Capon est donnée par **[STO97]**:

$$\mathbf{h} = \frac{\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1}\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1}\mathbf{a}(\theta)}$$
 II.37

L'hypothèse de base de cette méthode est que la matrice de covariance est inversible. Cette condition est habituellement respectée en pratique si le nombre de snapshots est supérieur au nombre de capteurs du réseau et la matrice de covariance du bruit est définie positive. L'expression du spectre de puissance obtenue en remplaçant **h** dans l'expression de la puissance du signal de sortie filtré, exprimé dans **II.31**, est donné par:

$$P_{MV}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^{H}(\theta)\mathbf{R}_{XX}^{-1}\mathbf{a}(\theta)}$$
 II.38

Les valeurs de  $\theta$  correspondant aux minima de cette fonction donnent une estimation des directions des sources. La résolution de cette méthode à été trouvé empiriquement à être supérieure à celle de la méthode de formation de faisceaux **[STO97]**.

La simplicité de ces méthodes repose sur le fait que **II.36** et **II.38** n'utilisent que la matrice de covariance "brute" sans hypothèse sur les caractéristiques du bruit ni sur les propriétés intrinsèques de cette matrice.

# 3.4. Les méthodes à haute résolution3.4.1. MUSIC

L'algorithme MUSIC, introduit dans **[SCH81]**, est basé sur l'exploitation de la structure de la matrice de covariance en utilisant le modèle de superposition des signaux en présence du bruit additif, conformément au modèle donné dans **II.14**.

Un "snapshot"  $\mathbf{x}_{\mathbf{k}}$  de la matrice d'observations représente un vecteur de dimension  $M \times 1$  appartenant à l'espace  $\mathbb{C}^{M}$ . Les vecteurs directeurs caractérisant les signaux incidents peuvent être décrits de la même manière. Le vecteur  $\mathbf{x}_{\mathbf{k}}$  est une combinaison linéaire de vecteurs directeurs caractéristiques aux directions d'incidence des signaux, les coefficients de la combinaison étant les amplitudes complexes des signaux incidents. Pour *D* sources incidentes, en ignorant le bruit, le produit **AS** est un vecteur appartenant à un sous-espace de dimension *D* de  $\mathbb{C}^{M}$  défini par les *D* colonnes de la matrice **A**. D'un point de vue géométrique, le problème consiste à trouver les intersections entre les vecteurs  $\mathbf{a}(\theta)$  appartenant au domaine de visibilité du réseau et l'espace engendré par les colonnes de la matrice **A**, obtenue à partir de la matrice d'observations.

Afin de pouvoir retrouver les *D* vecteurs directeurs appartenant au domaine de visibilité du réseau, représentatifs des signaux incidents, et par conséquent leurs directions d'incidence, les hypothèses suivantes sont posées:

 $\triangleright$  le nombre *D* des signaux est supposé connu ou estimé dans une étape préliminaire;

> le nombre de sources est inférieur au nombre d'antennes du réseau (D < M);

▶ les sources sont supposées indépendantes:  $E\{s_i, s_i\} = 0, \forall i, j \text{ avec } i \neq j;$ 

le canal est supposé stationnaire pendant la durée d'observation;

➢ les vecteurs directeurs caractérisant les sources sont supposés linéairement indépendants (domaine de visibilité non-ambigu);

> les statistiques du bruit contenues dans la matrice  $\mathbf{R}_{nn}$  sont supposées connues. Généralement il est supposé que le bruit est un bruit blanc gaussien et de puissance  $\sigma^2$ , ainsi on peut écrire  $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}$ .

Si ces hypothèses sont respectées, le rang de la matrice de  $\mathbf{A}$  est maximal et égal au nombre de signaux incidents *D*. Ainsi le rang du produit  $\mathbf{APA}^{\mathbf{H}}$  doit être égal, en l'absence du bruit, au nombre de sources indépendantes représenté par le rang de la matrice  $\mathbf{P}$ .

Dans le cas où les sources sont corrélées, typiquement cette configuration se rencontre dans des environnements à trajets multiples dans lesquels une même source peut avoir plusieurs directions d'arrivée, la matrice  $\mathbf{P}$  n'est plus de rang plein car un des signaux représente une combinaison linéaire des autres. Dans ce cas, les résultats de l'algorithme sont erronés et des méthodes de lissage spatial ou la moyenne directe-inverse doivent être appliquées dans une étape préliminaire.

Si on suppose connue la matrice de covariance du bruit  $R_{nn}$  l'idée pour retrouver A est d'effectuer une décomposition en valeurs propres de  $R_{XX}$ .

La matrice de covariance aura un nombre *D* de valeurs propres dominantes égal au nombre de sources et proportionnelles à la puissance des signaux incidents. Les *M* - *D* valeurs propres restantes seront proportionnelles à la puissance du bruit, elles seront égales à  $\sigma^2$ , dans le cas du bruit spatialement blanc.

A partir de cette analyse, les vecteurs propres sont séparés en deux espaces en fonction des valeurs propres correspondantes. Ceux qui correspondent aux valeurs propres dominantes représentent l'espace signal, les autres forment l'espace bruit. La matrice de covariance peut être exprimée sous la forme:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^{\mathrm{H}} + \mathbf{R}_{\mathbf{B}\mathbf{B}} = \sum_{i=1}^{M} \lambda_{i} \mathbf{e}_{i} \mathbf{e}_{i}^{\mathrm{H}} = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^{\mathrm{H}} = \mathbf{E}_{\mathbf{S}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{S}}\mathbf{E}_{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}} + \mathbf{E}_{\mathbf{N}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{N}}\mathbf{E}_{\mathbf{N}}^{\mathrm{H}}$$
 II.39

Avec  $E_N$  et  $E_S$  les matrices contenant les vecteurs propres respectivement de l'espace bruit et de l'espace signal.

L'idée fondamentale de l'algorithme consiste à exploiter la propriété d'orthogonalité entre l'espace signal et l'espace bruit **[SCH81]**. On recherche alors tous les vecteurs directeurs  $\mathbf{a}(\theta)$  appartenant au domaine de visibilité du réseau et orthogonaux à l'espace bruit  $E_N$ . Le spectre MUSIC est calculé comme l'inverse du carré de la distance Euclidienne entre les vecteurs directeurs représentants du domaine de visibilité du réseau et l'espace bruit. L'expression du spectre spatial est donnée par:

$$\mathbf{P}_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta)\mathbf{E}_{\text{N}}\mathbf{E}_{\text{N}}^{\text{H}}\mathbf{a}(\theta)}$$
II.40

Les maxima de cette fonction spectrale caractérisent les estimations des directions d'incidence. Les directions ainsi obtenues permettent de déduire, par une démarche inverse, les puissances et la corrélation entre les signaux, contenues dans la matrice **P**:

$$\mathbf{P} = \left(\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}\right)^{-1} \mathbf{A}^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} - \mathbf{R}_{\mathrm{nn}}\right) \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}\right)^{-1}$$
 II.41

Les étapes de l'algorithme MUSIC, en incluant l'estimation du nombre de signaux incidents, peuvent être résumées ainsi:

 $\triangleright$  calcul de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{XX}$  à partir de la matrice d'observations

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{X}\mathbf{X}^{\mathrm{H}}}{N};$$

> décomposition de la matrice de covariance en valeurs et vecteurs propres  $(\mathbf{R}_{xx} - \lambda \mathbf{I})\mathbf{x} = 0$  ou décomposition généralisée  $(\mathbf{R}_{xx} - \lambda \mathbf{R}_{nn})\mathbf{x} = 0$  dans le cas des statistiques du bruit connues;

 $\triangleright$  estimation de *D*, le nombre de sources, par l'analyse des valeurs propres de la matrice de covariance par un des critères d'information définis au paragraphe **3.1**;

> séparation en sous espaces de dimension D et M - D de la matrice des vecteurs propres;

> calcul du spectre  $P_{MUSIC}(\theta)$  sur le domaine de visibilité du réseau;

> estimation des angles d'incidence  $\theta$  correspondant aux maxima obtenus dans le spectre P<sub>MUSIC</sub> ( $\theta$ );

 $\succ$  on forme la matrice A;

> calcul des puissances et de la corrélation entre les signaux à partir des directions estimées et de la matrice connue de covariance du bruit ou son estimation  $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}$ 

dans le cas de l'hypothèse du bruit spatialement blanc, avec  $\sigma = \mathop{\mathrm{E}}_{i=M-D}^{M} \{\lambda_i\}$ .

MUSIC doit sa popularité en partie grâce à son utilisation très générale. Sans restriction, il peut être utilisé pour des réseaux avec une géométrie arbitraire connue pour estimer des paramètres de sources multiples que ce soit en termes de retard, angle, etc.

En théorie, si toutes les hypothèses sont respectées, MUSIC permet une estimation des paramètres asymptotiquement non biaisée, l'erreur d'estimation tend vers zéro si le nombre d'observations tend vers l'infini **[SCH81]**. En pratique, nous verrons par la suite que le nombre d'antennes est un paramètre important dont les performances vont dépendre.

### **3.4.2. Root MUSIC**

Certes, l'algorithme MUSIC doit sa popularité à sa simplicité d'utilisation et à la précision assez fine de son estimation, mais il reste un aspect non résolu dans MUSIC et que l'on retrouve pratiquement dans les canaux à étudier, qui concerne les sources corrélés. Notons qu'à l'époque où MUSIC a été développé, les techniques de lissage spatial n'étaient pas encore publiées. Plusieurs versions de l'algorithme ont été développées pour répondre à ce défi.

La version Root-MUSIC introduite dans **[BAR83]** présente une approche polynomiale équivalente basée sur la méthode de Pisarenko **[PIS73]** qui suppose le nombre de signaux connu et impose un nombre de D + 1 capteurs du réseau. Cette version peut être utilisée uniquement avec des réseaux d'antennes pour lesquelles les vecteurs directeurs possèdent une structure de type Vandermonde, comme dans le cas des réseaux uniformes linéaires, exprimé dans l'éq. **II.7**.

Si dans le spectre MUSIC, donné par l'équation **II.40**, on note par  $\mathbf{R}_{\mathbf{E}_{N}} = \mathbf{E}_{N} \mathbf{E}_{N}^{H}$  la matrice de corrélation de l'espace bruit  $\mathbf{E}_{N}$ , le dénominateur du spectre MUSIC,  $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$  de (**II.40**) peut être écrit sous la forme:

$$D(\theta) = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{M} e^{-j2\pi m \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} \mathbf{R}_{\mathbf{E}_{\mathbf{N}}}^{(m,n)} e^{-j2\pi n \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} a_{l} e^{-j2\pi l \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}$$
 II.42

où  $r_l = \sum_{m-n=l} \mathbf{R}_{\mathbf{E}_N}^{(m,n)}$  représente la somme des valeurs se trouvant sur la diagonale d'indice *l* de la matrice  $R_{E_N}$ .

En posant 
$$z = e^{j2\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}$$
, II.42 devient  $D(z) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} a_l z^{-l}$ . Les racines de ce

polynôme sont sur le cercle unitaire, et leur argument  $\arg(z) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$  permet de trouver les directions d'incidence **[BAR83]**. Il a été montré dans **[BAR83]** que les performances de la version Root-MUSIC dépassent celles de la version spectrale proposée par **[SCH81]**.

En présence de deux signaux très proches, de puissance approximativement égale, l'analyse des vecteurs et valeurs propres ne permet d'estimer qu'un seul signal. La valeur propre dominante et le vecteur propre correspondant sont proportionnels à la somme des deux vecteurs propres correspondant aux directions d'incidence des signaux. La version spectrale MUSIC permet d'estimer dans ce cas un seul signal. Les résultats de la version Root-MUSIC dépendent du nombre de signaux estimé. Si on suppose qu'il existe un seul signal incident, une direction d'incidence moyenne correspondant au barycentre des deux directions sera estimée. Si le nombre de signaux est correctement estimé (2 dans ce cas), leurs paramètres sont estimés correctement. Cette observation peut être étendue à un nombre quelconque de sources: quand leur nombre n'est pas correctement estimé, les racines du polynôme correspondent en partie à des valeurs réelles et en partie aux valeurs moyennes des clusters d'émetteurs très proches.

La **Figure II.13** ci-dessous montre les résultats des simulations d'une étude comparative entre l'algorithme MUSIC et l'algorithme root-MUSIC. Les erreurs d'estimation entre les directions réelles et les directions estimées sont représentées en fonction de la séparation angulaire des signaux.

Deux signaux d'amplitude unitaire, en présence du bruit additif Gaussien avec un SNR de 10 dB, sont considérés incidents sur un réseau composé de 10 antennes. Le nombre de snapshots a été fixé à 100. La séparation entre les signaux varie entre 4° et 10° avec un pas de 0.5°. Pour chaque valeur de la séparation angulaire, 1000 réalisations ont été effectuées. Pour chaque réalisation la valeur moyenne des deux directions d'arrivée est tirée dans une loi uniforme dans le domaine [-70°; 70°].

Sur l'ensemble de 10 antennes, un traitement par lissage spatial sur 5 éléments a été effectué afin de décorréler les sources. Le vrai nombre de signaux est supposé connu. Les résultats montrent que, pour des valeurs de la séparation angulaire inférieures à  $5.5^{\circ}$ , l'algorithme MUSIC permet d'estimer un seul signal. Même si la dimension de l'espace bruit est fixée à 2, un seul pic est trouvé dans le spectre P<sub>MUSIC</sub>. Pour ces valeurs, l'erreur de MUSIC pour un seul signal est inférieure aux erreurs obtenues avec root-MUSIC. A partir d'une séparation angulaire de  $5.5^{\circ}$ , deux signaux sont trouvés dans le spectre MUSIC. Les

erreurs d'estimation de l'algorithme root-MUSIC sont, à partir de cette valeur de la séparation angulaire, inférieures à celles de la méthode spectrale.



Figure II.13: Comparaison entre MUSIC et root-MUSIC

Un inconvénient de cette méthode est lié à la restriction sur le type de réseau à employer qui doit avoir une structure de type Vandermonde des vecteurs directeurs correspondant aux directions possibles d'incidence des signaux. Pour contourner ce problème **[BAR83]** propose de construire une fonction rationnelle  $S(\theta)$  qui présente des zéros et des pôles entrelacés construit à partir de la matrice  $E_N$ .

#### **3.4.3. ESPRIT**

L'algorithme ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques), introduit pour la première fois dans [ROY89], est une méthode rapide, efficace et robuste pour l'estimation des paramètres, pouvant servir à la détermination des directions d'incidence des sources multiples au niveau d'un réseau d'antennes. Grâce à sa simplicité et à ses performances, ESPRIT est devenu une méthode très populaire. L'algorithme exploite le même modèle du signal que l'algorithme MUSIC, mais il a l'avantage de réduire de façon considérable la puissance de calcul et la mémoire nécessaire pour le stockage. Ceci vient du fait que l'on impose au niveau du réseau d'antennes une structure d'invariance de translation (i.e. des capteurs organisés par paires présentant une séparation identique), qui peut être obtenue facilement en pratique.

Prenons l'exemple où le réseau global comporte deux sous-réseaux. Chaque sous-réseau comporte  $M_{sr}$  capteurs. Les capteurs de même indice dans chaque sous-réseau constituent une paire. Les capteurs de chaque paire doivent présenter des caractéristiques (diagrammes de rayonnement) identiques, et ils sont séparés d'une distance constante connue  $D_{sr}$ .

La **Figure II.14** ci-dessous montre trois exemples de configurations exploitables avec ESPRIT. Dans le premier cas, le réseau comporte deux sous-réseaux ULA non colinéaires de 5 éléments chacun. On peut ainsi former 5 paires de capteurs dont la distance entre les capteurs au sein d'une paire est égale à *Dsr*. Les éléments encerclés dénotent des paires du réseau.

Dans le deuxième exemple, à partir d'un réseau ULA composé de 8 antennes, on forme deux sous-réseaux en sélectionnant les 4 éléments d'ordre impair et les 4 éléments d'ordre pair. Dans le troisième cas, les deux sous réseaux sont obtenus en sélectionnant les 7 premiers et les 7 derniers éléments du réseau ULA.

Dans ces deux derniers cas, les sous réseaux sont colinéaires,  $D_{sr}$  est égal à d. Dans le dernier exemple, les capteurs du milieu se trouvent dans les deux sous-réseaux simultanément, le nombre de capteurs communs est maximum.



Figure II.14: Exemples des structures à invariance de translation: a)Les sous-réseaux sont distincts b) et c) Sous-réseaux obtenus à partir d'un réseau ULA

Le modèle du signal reçu au niveau de chacun des sous réseaux est le même que celui donné dans l'équation **II.14**. Si on dénote par  $X_1$  et  $X_2$  les matrices d'observations pour les deux sous-réseaux, l'effet de l'invariance de translation est illustré en exprimant le signal reçu au niveau d'une paire d'indice *m* des capteurs dont les signaux reçus sont:

$$x_{1,mk} = \sum_{d=1}^{D} s_{dk} a_m \left(\theta_d\right) + n_{x_{1,mk}}$$
  

$$x_{2,mk} = \sum_{d=1}^{D} s_{dk} e^{j2\pi f \frac{D_{sr}}{\lambda} \sin(\theta_d)} a_m \left(\theta_d\right) + n_{x_{1,mk}}$$
  
II.43

Cet effet se traduit par un déphasage proportionnel à la distance qui sépare les deux sous réseaux et à l'angle d'incidence de chaque signal. Ainsi, le modèle du signal reçu pour le réseau global devient:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1(\boldsymbol{\theta}) \\ \mathbf{A}_2(\boldsymbol{\theta}) \end{bmatrix} \mathbf{s} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{x1} \\ \mathbf{n}_{x2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N}$$
 II.44

où  $\mathbf{A}_1(\mathbf{\theta})$  et  $\mathbf{A}_2(\mathbf{\theta}) \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times D}$  sont les vecteurs directeurs de chaque sous-réseau et  $\mathbf{n}_{x1}$ ,  $\mathbf{n}_{x2} \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times 1}$  représente le bruit présent au niveau de chaque sous réseau.

En pratique, afin de faciliter les calculs matriciels, on constitue des matrices dites de sélection permettant d'exprimer une relation entre le réseau global et les sous-réseaux. Cette relation est valable pour les matrices d'observations, les matrices des vecteurs directeurs, les matrices du bruit et les espaces signal et bruit. Ces matrices, notées  $J_1$  et  $J_2$  ont, pour un réseau ULA où on sélectionne les premiers et respectivement les derniers  $M_{sr}$  éléments, la forme:

$$\mathbf{J}_{1} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M_{sr}} \vdots \mathbf{0}_{M_{sr} \times (M - M_{sr})} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}_{2} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_{sr} \times (M - M_{sr})} \vdots \mathbf{I}_{M_{sr}} \end{bmatrix}$$
 II.45

où  $\mathbf{I}_{M_{sr}}$  est la matrice identité de taille  $M_{sr} \ge M_{sr}$  et  $\mathbf{0}_{M_{sr} \times (M-M_{sr})}$  est une matrice contenant des zéros. Ainsi on peut écrire la relation entre la matrice du réseau global et la matrice d'observation du premier sous-réseau comme  $\mathbf{X}_1 = \mathbf{J}_1 \mathbf{X}$ .

En supposant que les mêmes signaux sont présents au niveau de chaque sous réseau, on peut remarquer que la relation entre les matrices des vecteurs directeurs des deux sous réseaux est donnée par  $\mathbf{A}_2(\mathbf{\theta}) = \mathbf{A}_1(\mathbf{\theta}) \mathbf{\Phi}$ , où  $\mathbf{\Phi}$  est une matrice diagonale unitaire de taille *D* 

x *D* dont l'élément d'indice *d* sur sa diagonale est exprimé comme  $\varphi_d = e^{j2\pi f \frac{D_{sr}}{\lambda} \sin(\theta_d)}$ .

Par la suite, on cherche à trouver les termes de cette matrice et déduire ainsi les directions d'incidence des signaux au niveau du réseau d'antennes. Sachant que le nombre de sources incidentes est supposé inférieur ou égal au nombre de capteurs du sous réseau ( $D \le M_{sr}$ ), le rang des matrices  $A_i(\theta)$  est plein. Ce rang correspond à D, la plus petite dimension des matrices  $A_i(\theta)$ , car les vecteurs directeurs sont supposés indépendants.

La matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$  est obtenue à partir de la matrice d'observation  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{2M_{sr} \times N}$  du réseau global, crée en empilant les matrices d'observation des deux sous réseaux (éq II.44). La même démarche que dans le cas de l'algorithme MUSIC (éq. II.39) est utilisée afin de séparer ses vecteurs propres en deux sous-espaces, l'espace signal  $\mathbf{E}_{\mathbf{S}}$  et l'espace bruit  $\mathbf{E}_{\mathbf{N}}$ . ESPRIT exploite non pas l'espace bruit, comme dans le cas de MUSIC, mais l'espace signal. Comme l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{E}_{\mathbf{S}}$  est le même que celui engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{A}$  et D < M, il doit exister une matrice  $\mathbf{T}$  non-singulière tel que  $\mathbf{E}_{\mathbf{S}} = \mathbf{AT}$ .

En exploitant la structure d'invariance du réseau,  $E_8$  peut être décomposé en  $E_{s_1}$  et  $E_{s_2}$  telle que:

$$\mathbf{E}_{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1} \mathbf{E}_{s} \\ \mathbf{J}_{2} \mathbf{E}_{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s_{1}} \\ \mathbf{E}_{s_{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1} \mathbf{T} \\ \mathbf{A}_{1} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{T} \end{bmatrix}$$
 II.46

qui permet de remarquer que l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{E}_{s_1}$  est identique à l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{E}_{s_2}$  mais aussi à celui engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{A}$ . Un échantillonnage simultané au niveau des deux sous réseaux va conduire à deux sous ensembles de vecteurs  $\mathbf{E}_{s_1}$  et  $\mathbf{E}_{s_2}$  qui engendrent le même sous-espace signal, idéalement (en absence du bruit) celui qui est engendré par les colonnes de la matrice  $\mathbf{A}$ .

On cherche à exprimer  $\Phi$ , la matrice contenant les informations sur les directions d'incidence, indépendamment de la forme de la matrice des vecteurs directeurs relative à la structure du réseau. La matrice T étant non-singulière, on peut extraire  $A_1 = E_{s_1}T^{-1}$  et, en introduisant ce terme dans la deuxième équation on obtient  $E_{s_2} = E_{s_1}T^{-1}\Phi T = E_{s_1}\Psi$ . Un critère utilisé dans des problèmes de nature similaire pour obtenir une estimation convenable de la matrice  $\Psi$ , qui lie les deux sous espaces, est le critère des moindres carrés **[VAC97]**. Le
critère standard appliqué au modèle  $\mathbf{E}_{s_1} \Psi = \mathbf{E}_{s_2}$  afin d'obtenir une estimation de  $\Psi$  suppose  $\mathbf{E}_{s_1}$  connu et attribue les erreurs à  $\mathbf{E}_{s_1}$  [ROY89].

Le système d'équation étant supra-déterminé et en sachant que les colonnes de  $\mathbf{E}_{s_1}$  sont linéairement indépendantes et que le bruit présent dans  $\mathbf{E}_{s_2}$  est de moyenne nulle, la solution au sens des moindres carrés est donnée par  $\hat{\Psi} = \left[\mathbf{E}_{s_1}^{H}\mathbf{E}_{s_1}\right]^{-1}\mathbf{E}_{s_1}^{H}\mathbf{E}_{s_2}$ .

Le problème dans le cas pratique, où seulement un nombre fini d'observations est disponible, est que l'espace signal estimé n'est pas un sous espace de l'ensemble des vecteurs directeurs du domaine de visibilité. De plus, en fonction du choix des sous réseaux à invariance de translation, les deux sous espaces signal estimés  $\mathbf{E}_{s_1}$  et  $\mathbf{E}_{s_2}$  peuvent être différents et il devient impossible de trouver une matrice  $\Psi$  telle que  $\mathbf{E}_{s_2} = \mathbf{E}_{s_1} \Psi$ .

Comme les estimations des deux sous espaces sont également bruitées, le critère des moindres carrés n'est pas approprié pour trouver une solution. Le critère des moindres carrés totaux est plus approprié aux cas réels.

Comme  $\mathbf{E}_{\mathbf{s}_1}$  et  $\mathbf{E}_{\mathbf{s}_2}$  partagent un espace colonne commun, le rang de la matrice des sous espaces signal composée  $\mathbf{E}_{\mathbf{s}_1\mathbf{s}_2} = [\mathbf{E}_{\mathbf{s}_1} | \mathbf{E}_{\mathbf{s}_2}] \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times 2D}$ , obtenue en concaténant les sous espaces signal des sous-réseaux, doit être égal à *D* car les mêmes signaux sont présents dans les deux sous-espaces et il doit exister une matrice  $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{2D \times D}$  de rang *D* qui engendre l'espace nul de cette matrice composée. Ainsi on peut écrire:

$$\mathbf{0} = \left[\mathbf{E}_{s_1} \mid \mathbf{E}_{s_2}\right] \mathbf{F} = \mathbf{E}_{s_1} \mathbf{F}_1 + \mathbf{E}_{s_2} \mathbf{F}_2 = \mathbf{A}_1 \mathbf{T} \mathbf{F}_1 + \mathbf{A}_1 \mathbf{\Phi} \mathbf{T} \mathbf{F}_2$$
 II.47

La solution de cette équation nous conduit à définir une matrice  $\Psi = -\mathbf{F}_1 [\mathbf{F}_2]^{-1}$ . Ainsi l'équation II.47 peut être écrite sous la forme  $\mathbf{A}_1 \mathbf{T} \Psi = \mathbf{A}_1 \Phi \mathbf{T}$  d'où on obtient  $\mathbf{A}_1 \mathbf{T} \Psi \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{A}_1 \Phi$ . Si la supposition que  $\mathbf{A}_1$  est de rang plein est respectée, on obtient  $\Phi = \mathbf{T} \Psi \mathbf{T}^{-1}$  et, par voie de conséquence, les valeurs propres de la matrice  $\Psi$  doivent être égales aux termes se trouvant sur la diagonale de la matrice  $\Phi$  et les colonnes de la matrice  $\mathbf{T}$ représentent ses vecteurs propres. Les paramètres du signal sont des fonctions non-linéaires des valeurs propres de l'opérateur  $\Psi$  qui transforme (effectue une rotation) un ensemble de vecteurs  $\mathbf{E}_{s_1}$ , engendrant un sous espace signal de dimension  $M_{sr}$ , en un autre sous espace signal  $\mathbf{E}_{s_2}$ . Ayant à disposition les deux sous espaces estimés  $\mathbf{E}_{s_1}$  et  $\mathbf{E}_{s_2}$ , on doit trouver l'opérateur  $\Psi$  qui lie les sous espaces. L'estimation des valeurs propres de la matrice  $\Psi$  va nous conduire à trouver les termes de la matrice  $\Phi$  et, implicitement, les paramètres des signaux incidents.

Si on impose à F définie précédemment d'être unitaire ( $\mathbf{F}^{H}\mathbf{F}=\mathbf{I}$ ) afin d'éliminer la solution nulle, une solution pour F au sens des moindres carrés totaux, obtenue en appliquant

la technique des multiplicateurs de Lagrange **[ROY89]** est donnée par les vecteurs propres correspondant aux *D* valeurs propres les plus faibles de la décomposition de  $\mathbf{E}_{s,s}^{H}, \mathbf{E}_{s,s}^{H}$ .

La calibration du réseau afin de connaître la structure des vecteurs directeurs pour tout angle d'incidence possible n'est pas nécessaire, ESPRIT exploite uniquement la propriété d'invariance de translation pour déduire les directions d'incidence. La seule restriction est liée à la configuration géométrique du réseau d'antennes avec un espacement fixe  $D_{sr}$  entre les éléments de chaque paire. Comme la méthode n'est pas basée sur le calcul d'une fonction de coût et une recherche spectrale associée, le temps de calcul de la solution est inférieur à celui des autres algorithmes. Le cout payé en revanche pour sa généralité est donné par la restriction de la géométrie des réseaux et la difficulté de réaliser des capteurs avec des caractéristiques très proches.

Pour résumer, les étapes de l'algorithme ESPRIT permettant d'obtenir l'estimation des directions d'incidence sur le réseau d'antennes avec la méthode des moindres carrés totaux sont données par:

1. Le calcul de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$  à partir de la matrice d'observations  $\mathbf{X}$  du réseau entier;

2. La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance ou en valeurs et vecteurs singuliers de la matrice d'observations;

3. L'estimation du nombre de sources à l'aide d'une méthode de détection comme le critère AIC;

4. La sélection de l'espace signal  $E_S$  à partir de la matrice des vecteurs propres;

5. La séparation en sous réseaux à invariance de translation de l'espace signal éq. **II.44**;

6. La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice  $\mathbf{E}_{s_{1}s_{2}}^{H}\mathbf{E}_{s_{1}s_{2}} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s1}^{H} \\ \mathbf{E}_{s2}^{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s1} & \mathbf{E}_{s2} \end{bmatrix} \text{ afin de trouver les composantes de la matrice } \mathbf{F} \text{ (cf éq.}$ 

**II.47**);

7. Division de la matrice U des vecteurs propres de  $\mathbf{E}_{s_1s_2}^{\mathrm{H}}\mathbf{E}_{s_1s_2}$  en 4 sous matrices de taille  $D \ge D$  tel que  $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{11} & \mathbf{U}_{12} \\ \mathbf{U}_{21} & \mathbf{U}_{22} \end{bmatrix}$ , les éléments se trouvant à droite correspondant

aux valeurs propres les plus faibles. Ainsi  $F_1 = U_{12}$  et  $F_2 = U_{22}$ ;

8. Décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice  $\Psi = -F_1F_2^{-1}$ ;

9. Extraction des estimations des directions d'incidence  $\theta_k$  à partir des valeurs propres

$$\varphi_k$$
 de la matrice  $\Psi$ :  $\theta_k = \sin^{-1} \left( \arg(\varphi_k) \frac{\lambda}{2\pi f D_{sr}} \right);$ 

10. Estimation de l'amplitude des signaux.

#### **3.4.4. Unitary ESPRIT**

Unitary-ESPRIT est une version de l'algorithme ESPRIT appliquée à des configurations de réseaux d'antennes pour lesquelles les vecteurs directeurs des signaux incidents peuvent être exprimés sous forme centro-symétrique<sup>1</sup> [HAR97], tel qu'il est indiqué dans l'exemple pour un réseau ULA donné dans **II.8**. Ainsi, dans le cas où la référence de phase est prise au centre du réseau, on peut écrire pour la matrice des vecteurs directeurs des signaux incidents:

$$\Pi_M \overline{\mathbf{A}} = \mathbf{A}$$
 II.48

où  $\Pi_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$  est la matrice permutation symétrique (ou la matrice identité anti-diagonale) et  $\overline{\mathbf{A}}$  la version conjuguée de la matrice  $\mathbf{A}$ . La relation **II.48** constitue la définition d'une matrice  $\Pi$ -réelle gauche.

Comme montré par la suite, l'utilisation d'un réseau centro-symétrique, combinée avec l'augmentation du nombre d'observations disponibles de la matrice d'observations X par la méthode de la moyenne directe-inverse, présentée dans le paragraphe **3.2.2**, permet d'obtenir une matrice d'observation étendue ou une matrice de covariance centro-Hermitienne<sup>2</sup>. Il est montré dans **[HAR97]** qu'il est possible de transformer une matrice centro-Hermitienne en une matrice équivalente contenant des valeurs réelles. L'utilisation de cette matrice à la place de la matrice de covariance initiale permet de simplifier les calculs de la décomposition en valeurs et vecteurs propres ou de la décomposition en valeurs et vecteurs propres ou de la matrice X par la méthode de la moyenne directe-inverse, permet d'améliorer les performances par rapport à la version classique, surtout dans le cas des signaux corrélés.

La matrice d'observations augmentée Z, obtenue à partir de la matrice d'observations X par la méthode de la moyenne directe-inverse, est de la forme:

$$\mathbf{Z} = \left[\mathbf{X} \mid \mathbf{\Pi}_{M} \overline{\mathbf{X}} \mathbf{\Pi}_{N}\right] = \left[\mathbf{AS} \mid \mathbf{\Pi}_{M} \overline{\mathbf{AS}} \overline{\mathbf{S}} \mathbf{\Pi}_{N}\right] + \left[\mathbf{N} \mid \mathbf{\Pi}_{M} \overline{\mathbf{N}} \mathbf{\Pi}_{N}\right] \in \mathbb{C}^{M \times 2N}$$
 II.49

où  $\overline{\mathbf{X}}$  est la version conjuguée de la matrice d'observations. On peut remarquer que cette matrice est centro-Hermitienne (voir note bas de page).

Il est montré dans **[HAR97]** que pout toute matrice centro-Hermitienne **M**, il existe une fonction:

$$\varphi: \mathbf{M} \to \mathbf{Q}_m^{-1} \mathbf{M} \mathbf{Q}_n$$
 II.50

permettant de transformer cette matrice en une matrice réelle de même taille, où  $\mathbf{Q}_m$  et  $\mathbf{Q}_n$  dénotent des matrices de type  $\Pi$ -réelle gauche non-singulières.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Généralement, un réseau d'antennes est appelé centro-symétrique si l'emplacement des éléments est symétrique par rapport au centre du réseau et les antennes se trouvant à une distance égale par rapport au centre mais des côtés opposés présentent des caractéristiques de rayonnement identiques.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Une matrice  $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{m \times n}$  est appelée centro-Hermitienne si la relation  $\mathbf{\Pi}_{m} \mathbf{\overline{M}} \mathbf{\Pi}_{n} = \mathbf{M}$  est respectée

La décomposition de la matrice réelle  $\varphi(\mathbf{M}) = \mathbf{Q}_m^H \mathbf{M} \mathbf{Q}_n$  en valeurs et vecteurs singuliers est donnée par  $\varphi(\mathbf{M}) = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$ . La décomposition en vecteurs et valeurs singulières d'une matrice complexe étant unique à une matrice unitaire diagonale près si les valeurs singulières sont distinctes, une décomposition de la matrice  $\mathbf{M}$  est donnée par  $\mathbf{M} = (\mathbf{Q}_m \mathbf{U}) \mathbf{\Sigma} (\mathbf{V}^H \mathbf{Q}_n^H)$ . Ainsi le théorème exprimé dans l'équation **II.50** peut être utilisé afin d'effectuer cette décomposition d'une manière rapide et efficace, en travaillant avec une matrice réelle.

On peut également remarquer que la matrice de covariance obtenue par la méthode de la moyenne directe-inverse:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{\text{fb}} = \frac{\mathbf{Z}\mathbf{Z}^{\text{H}}}{2N} = \frac{1}{2} \Big[ \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} + \mathbf{\Pi}_{M} \mathbf{\overline{R}}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} \mathbf{\Pi}_{M} \Big]$$
 II.51

est aussi centro-Hermitienne.

Si on considère les *D* vecteurs dominants de la décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance  $\mathbf{R}_{XX}^{\text{fb}}$  ou de la décomposition en valeurs et vecteurs singuliers de la matrice d'observations étendue **Z** on obtient une estimation de l'espace signal  $\mathbf{E}_{s} \in \mathbb{R}^{M \times D}$ .

Il est montré dans **[HAR97]** que l'équation d'invariance complexe  $J_1E_s\Psi = J_1E_s$ caractéristique à ESPRIT peut être remplacée par l'équation d'invariance réelle  $K_1E_s\Upsilon = K_2E_s$  où les matrices de sélection transformées  $K_1$  et  $K_2$  sont définies comme:

$$\mathbf{K}_{1} = \mathbf{Q}_{M_{sr}}^{\mathrm{H}} \left( \mathbf{J}_{1} + \mathbf{J}_{2} \right) \mathbf{Q}_{M} = 2\Re \left\{ \mathbf{Q}_{M_{sr}}^{\mathrm{H}} \mathbf{J}_{2} \mathbf{Q}_{M} \right\}$$
$$\mathbf{K}_{2} = \mathbf{Q}_{M_{sr}}^{\mathrm{H}} j \left( \mathbf{J}_{1} - \mathbf{J}_{2} \right) \mathbf{Q}_{M} = 2\Im \left\{ \mathbf{Q}_{M_{sr}}^{\mathrm{H}} \mathbf{J}_{2} \mathbf{Q}_{M} \right\}$$
$$\mathbf{H.52}$$

où  $\mathbf{Q}_{M_{sr}}$  est une matrice  $\Pi$ -réelle gauche de taille  $M_{sr} \ge M_{sr}$ ,  $M_{sr}$  représentant le nombre d'éléments du sous réseau sélectionné. Cette égalité est obtenue en exploitant la définition des matrices  $\Pi$ -réelles gauches et le fait que les matrices de sélection exprimées dans l'éq. **II.45** sont centro-symmétriques une par rapport à l'autre ( $\mathbf{J}_2 = \mathbf{\Pi}_{M_{sr}} \mathbf{J}_1 \mathbf{\Pi}_M$ ).

Les solutions au sens des moindres carrés totaux de l'équation d'invariance de la version classique d'ESPRIT ( $\Psi$ ) et de la version Unitary-ESPRIT ( $\Upsilon$ ) sont liées par une

transformation bilinéaire  $\Psi_{\text{TLS}} = f(\Upsilon_{\text{TLS}})$  où  $f(x) = -\frac{x-j}{x+j}$ , pour  $x \neq -j$ .

La relation entre  $\mathbf{E}_{s_1}$  et  $\mathbf{E}_{s_2}$  est donnée par:

$$\mathbf{\Pi}_{m} \mathbf{\overline{E}}_{s_{1}} = \mathbf{\Pi}_{m} \mathbf{J}_{1} \mathbf{Q}_{M} \mathbf{E}_{s} = \mathbf{J}_{2} \mathbf{Q}_{M} \mathbf{E}_{s} = \mathbf{E}_{s_{2}}$$
 II.53

En multipliant le couple  $\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s_1} & \mathbf{E}_{s_2} \end{bmatrix}$  par une matrice de transformation unitaire, on obtient une matrice centro-Hermitienne présentant la même structure que la matrice d'observations étendue **Z**:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s_1} & \mathbf{E}_{s_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D \\ \mathbf{\Pi}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s_1} & \mathbf{\Pi}_m \overline{\mathbf{E}}_{s_1} \mathbf{\Pi}_D \end{bmatrix}$$
 II.54

Ainsi, le problème des moindres carrés totaux peut être résolu via une décomposition en valeurs singulières de la matrice réelle:

$$T\left(\mathbf{E}_{\mathbf{s}_{1}}\right) = \mathbf{Q}_{m}^{\mathrm{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\mathbf{s}_{1}} & \mathbf{\Pi}_{m} \overline{\mathbf{E}}_{\mathbf{s}_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{D} \\ \mathbf{\Pi}_{D} \end{bmatrix} \mathbf{Q}_{2D}^{(\mathrm{s})}$$
 II.55

suivie par une transformation appropriée des vecteurs singuliers droits **[HAR97]**. *T* représente la transformation d'une matrice centro-Hermitienne en une matrice réelle de même taille et <sup>(s)</sup> dénote une matrice creuse. Cette transformation peut être exprimée directement en fonction de  $K_1$ ,  $K_2$  et  $E_s$ :

$$T\left(\mathbf{E}_{s_{1}}\right) = \mathbf{Q}_{m}^{\mathrm{H}}\left[\mathbf{J}_{1}\mathbf{Q}_{M}\mathbf{E}_{s} \ \mathbf{J}_{2}\mathbf{Q}_{M}\mathbf{E}_{s}\right]\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\mathbf{I}_{D} \ j\mathbf{I}_{D}\\\mathbf{I}_{D}-j\mathbf{I}_{D}\end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}\mathbf{K}_{1}\mathbf{E}_{s} \ \mathbf{K}_{2}\mathbf{E}_{s}\end{bmatrix}$$
 II.56

Si on sépare les vecteurs singuliers droits de la matrice réelle  $T(\mathbf{E}_{s_1})$ , rangés en ordre croissant de gauche à droite, en sous-matrices de taille  $D \ge D$ :

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{11} \ \mathbf{W}_{12} \\ \mathbf{W}_{21} \ \mathbf{W}_{22} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2D \times 2D}$$
 II.57

les vecteurs singuliers droits du couple  $\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{s_1} & \mathbf{E}_{s_2} \end{bmatrix}$  sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{11} \ \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{V}_{21} \ \mathbf{V}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D \\ \mathbf{\Pi}_D \end{bmatrix} \mathbf{Q}_{2D}^{(s)} \mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_D & j\mathbf{I}_D \\ \mathbf{I}_D - j\mathbf{I}_D \end{bmatrix} \mathbf{W}$$
 II.58

La solution au sens des moindres carrés totaux est donnée par:

$$\Psi_{\text{TLS}} = -(\Psi_{12} + j\Psi_{22})(\Psi_{12} - j\Psi_{22})^{-1} =$$
  
= -((-\mathbf{W}\_{12}\mathbf{W}\_{22}^{-1}) - j\mathbf{I}\_D)((-\mathbf{W}\_{12}\mathbf{W}\_{22}^{-1}) + j\mathbf{I}\_D)^{-1} =  
= f(\mathbf{Y}\_{TLS})

ou:

$$f(\Upsilon_{TLS}) = -\mathbf{W}_{12}\mathbf{W}_{22}^{-1} = \mathbf{T}\Omega\mathbf{T}^{-1}$$
 II.60

 $\Upsilon_{\text{TLS}}$  représente la solution au sens des moindres carrés de l'équation d'invariance réelle et f(x) est la transformation bilinéaire définie auparavant. Les estimations des directions d'incidence sont obtenues à partir des valeurs propres de la matrice  $\Psi_{\text{TLS}}$  contenues dans la matrice:

$$\Theta_k = e^{-2j\pi d\sin(\theta_k)}$$
 II.61

77

#### **3.4.5. SAGE**

L'approche est une méthode itérative d'estimation des paramètres **[FES94]**, **[CHU02]**. L'estimation des angles d'arrivée associés aux amplitudes des *D* sources est décrite dans ce paragraphe consacré à l'estimation 1D.

La matrice d'observation X peut se mettre sous la forme:

$$\mathbf{X} = \sum_{d=1}^{D} \mathbf{Y}_{d}$$
 II.62

avec  $\mathbf{Y}_d$  représentant la matrice d'observation liée à la source d et:

$$\mathbf{Y}_{d} = \mathbf{a}(\theta_{d})s_{d} + \mathbf{n}_{d}$$
 II.63

On note  $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, ..., \theta_D]^T$  et **s**, les ensembles respectifs des directions et amplitudes des D sources. Le nombre *D* de sources est supposé connu par exemple en appliquant le critère AIC. Une étape nécessaire d'initialisation de  $\boldsymbol{\theta}$  et **s** consiste soit à fixer à priori ces deux vecteurs à zéro ou d'effectuer une estimation peu précise par un algorithme tel que Beamforming.

L'étape suivante est récursive. A la première itération, si dans l'étape d'initialisation,  $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{0}_D$  et  $\mathbf{s} = \boldsymbol{0}_D$ , où  $\boldsymbol{0}_D$  est un vecteur nul contenant D éléments, alors  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{X}$ . L'algorithme Beamforming est appliqué à  $\mathbf{Y}_1$  et on extrait du spectre spatial P( $\boldsymbol{\theta}$ ) (**II.36**) l'angle  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_1$  pour lequel l'amplitude est maximale.  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$  et  $\hat{\mathbf{s}}$  deviennent  $\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\theta}}_1 & \boldsymbol{0} & \dots & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}^T$  et respectivement  $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 & \boldsymbol{0} & \dots & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}^T$ . Avec  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ , on forme  $\hat{\mathbf{A}}$ .

A l'itération suivante, on soustrait ce signal à la matrice d'observation **X**. On applique à  $\mathbf{Y}_2 = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{S}} + \mathbf{a}_2 s_2 = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{S}}$ , car  $\hat{s}_2$  a été initialisé avec une valeur nulle. L'algorithme de Beamforming permet de déduire  $\hat{\theta}_2$  et  $\hat{s}_2$  et le procédé devient ensuite récursif. Lorsque les *D* signaux sont estimés, une estimation plus fine des paramètres est réalisée en réitérant la procédure précédente en utilisant:

$$\hat{\mathbf{Y}}_{d} = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{S}} + \hat{\mathbf{a}}_{d} \left(\hat{\theta}_{d}\right)\hat{s}_{d}$$
 II.64

Un test de convergence sur les paramètres estimés entre l'itération en cours et la précédente permet de contrôler le nombre d'itérations.

### 4. L'estimation conjointe des paramètres

L'adaptation des algorithmes à haute résolution à des cas multidimensionnels d'estimation conjointe des paramètres représente un problème difficile, qui a été résolu progressivement dans les dernières décennies. En réalisant des mesures avec des réseaux d'antennes dans une configuration SIMO ou MIMO, dans des cas à bande étroite ou large bande on peut aboutir à des schémas qui permettent l'estimation conjointe de la DOA/DOD azimut/élévation, TOA, Doppler/fréquences et les amplitudes complexes associées.

Chaque algorithme présente des complexités et des inconvénients intrinsèques associés à l'estimation jointe des paramètres. L'algorithme MUSIC nécessite une recherche des maximums dans un spectre multidimensionnel et ESPRIT est basé sur une optimisation non linéaire **[HAR97]**. L'exploitation de la version root-MUSIC ou tout autre algorithme de type polynomial devient très difficile car le théorème fondamental de l'algèbre n'est plus valable pour des fonctions à deux variables. Ce théorème postule que, une équation d'une seule variable de degré n possède n racines qui peuvent être différentes, identiques partiellement ou une racine unique multiple. Les versions basées sur la maximisation de l'espérance telles que SAGE convergent très lentement.

Le problème est simplifié pour des configurations des réseaux spécifiques, comme les réseaux uniformes rectangulaires pour lesquels l'estimation bidimensionnelle peut être décomposée en deux problèmes unidimensionnels indépendants. Les paramètres peuvent être identifiés par rapport à chaque axe et ils seront ensuite couplés en réalisant la minimisation d'une fonction de coût spécifique **[RAO93]**. Dans ce cas, aucun gain en précision n'est associé à l'estimation conjointe.

#### **4.1. MUSIC**

Une extension de l'algorithme MUSIC au cas bidimensionnel d'estimation jointe des retards et directions des signaux incidents sur un réseau d'antennes est décrite dans la référence **[VU05]**. *D* signaux sont supposés incidents sur un réseau linéaire composé de *M* capteurs, les mesures étant effectuées sur *F* points fréquentiels à partir d'une fréquence  $f_0$  avec un pas fréquentiel  $\Delta f$ . Le modèle du signal reçu est similaire à celui utilisé dans le cas unidimensionnel, exprimé dans **II.14**.

La matrice d'observations X à l'instant d'échantillonnage k est organisée sous la forme:

$$\mathbf{X}_{k} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1k}, \mathbf{x}_{2k}, ..., \mathbf{x}_{Mk} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{pmatrix} x_{11k} & \dots & x_{1Fk} \\ x_{21k} & & x_{2Fk} \\ \vdots & & \vdots \\ x_{M1k} & \dots & x_{MFk} \end{pmatrix}$$
 II.65

où l'élément d'indice m:

$$\mathbf{x}_{mk} = [x_{m1k}, x_{m2k}, ..., x_{mFk}]$$
 II.66

contient les mesures à chaque fréquence pour un élément donné du réseau.

Une troisième dimension de la matrice X va permettre de stocker les N snapshots. Les colonnes de cette matrice sont empilées selon le modèle II.19 afin d'obtenir une matrice bidimensionnelle avec  $MF \ge N$  éléments.

Le vecteur des signaux incidents est représenté par:

$$\mathbf{s}_{k} = [s_{1k}, s_{2k}, ..., s_{Dk}]^{T}$$
 II.67

et la matrice des vecteurs directeurs, de taille MFxD éléments, a la forme:

$$\mathbf{A} = \left[ \mathbf{a}(\theta_1, \tau_1), \mathbf{a}(\theta_2, \tau_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_D, \tau_D) \right]$$
 II.68

où le vecteur correspondant au signal d'indice d de retard  $\tau_d$  et direction d'incidence  $\theta_d$  est:

$$\mathbf{a}(\theta_d, \tau_d) = \left[\mathbf{a}_1(\theta_d, \tau_d), \mathbf{a}_2(\theta_d, \tau_d), ..., \mathbf{a}_M(\theta_d, \tau_d)\right]^T$$
 II.69

et l'élément *m* de ce vecteur est représenté pour chaque fréquence sous la forme:

$$\mathbf{a}_{m}(\theta_{d},\tau_{d}) = \left[a_{m1}(\theta_{d},\tau_{d}), a_{m2}(\theta_{d},\tau_{d}), ..., a_{mF}(\theta_{d},\tau_{d})\right]$$
 II.70

L'élément correspondant à la fréquence d'indice *f* s'exprime par:

$$a_{mf}\left(\theta_{d},\tau_{d}\right) = e^{-j2\pi \left\lfloor (f-1)\Delta f\tau_{k} + (m-1)\frac{d}{\lambda_{f}}\sin(\theta_{d}) \right\rfloor}$$
 II.71

Il va dépendre de la différence de phase entre deux fréquences successives et entre deux éléments successifs du réseau.

La matrice de covariance est obtenue comme dans le cas unidimensionnel à partir de l'équation **II.18**. Le pseudo-spectre MUSIC, qui conduit à l'estimation jointe des paramètres, est donné par:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \tau) = \frac{\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta, \tau) \mathbf{a}(\theta, \tau)}{\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta, \tau) \mathbf{E}_{\text{N}} \mathbf{E}_{\text{N}}^{\text{H}} \mathbf{a}(\theta, \tau)}$$
II.72

 $\mathbf{E}_{N}$  représentant l'espace bruit et **a** le vecteur directeur d'un couple des paramètres  $(\theta, \tau)$ . Les maxima dans le spectre vont permettre d'identifier les couples  $(\theta, \tau)$  correspondant aux directions et retards des signaux incidents.

Dans le cas d'un environnement multi-trajets, pour la décorrélation des signaux on peut appliquer une méthode de prétraitement comme le lissage spatial en 2D. L'extension de cette méthode au cas bidimensionnel consiste à choisir des sous matrices de taille  $k_x \ge k_y$  de la matrice initiale, pour chacune des observations, et les organiser sous la forme présentée au paragraphe **3.2.1**.

Dans le cas de l'estimation des paramètres multiples, la procédure reste identique au cas bidimensionnel: la matrice d'observations doit être réorganisée sous forme bidimensionnelle, chaque colonne va contenir les échantillons empilés correspondants à chaque domaine de mesure (espace - pour Rx et Tx et fréquence) pour une observation donnée. Pour *N* observations, la matrice d'observation est de dimension  $D^pF$  x *N* avec *p* le nombre de paramètres à extraire pour chaque signal. Par exemple, si on souhaite obtenir pour un trajet donné, les DOD et DOA en azimut et élévation ainsi que le retard associé, *p* sera égal à 5. Les valeurs propres permettent d'estimer le nombre de signaux incidents et les vecteurs propres de l'espace bruit conduisent au pseudo-spectre MUSIC. La difficulté pour les cas supérieurs à 2D consiste à retrouver des pics dans un spectre multidimensionnel. Une extension au cas 3D est détaillée dans **[DOB01]**.

#### 4.2. Root-MUSIC

Dans la référence **[HAT95]**, une extension de root-MUSIC au cas bidimensionnel, dénommée PRIME (Polynomial Root Intersection for Multidimensional Estimation), est présentée. L'article propose une technique permettant de trouver un nombre fini des racines pour les polynômes à multiples variables. Ces solutions résultant de l'intersection des polynômes correspondant à chaque variable sont adaptées pour l'estimation des angles d'incidence des sources.

Dans l'article, un réseau planaire composé de M capteurs identiques dans le plan xOy est employé pour estimer l'azimut des sources et l'élévation par rapport à ce plan. Pour un capteur d'indice (k,l) le déphasage par rapport à la référence de phase sera donné par:

$$x_{k,l}(t) = \left(e^{j\frac{d_x\omega}{c}u_x}\right)^k \left(e^{j\frac{d_y\omega}{c}u_y}\right)^l s(t)$$
 II.73

où  $d_x$  et  $d_y$  sont les distances entre les éléments du réseau le long des axes correspondants,  $\omega$  représente la fréquence du signal en radians par seconde, s(t) est l'amplitude complexe du

signal à l'instant *t*. Deux variables *z* et *w* sont définies telles que  $z = e^{j\frac{d_x \omega}{c}u_x}$  et  $w = e^{j\frac{d_y \omega}{c}u_y}$ . Le terme  $z^k$  correspond au déphasage du signal engendré par l'emplacement du capteur par rapport au centre de phase le long de l'axe Ox et le terme  $w^k$  correspond au déphasage du signal engendré par l'emplacement du capteur par rapport au centre de phase le long de l'axe Ox et le terme  $w^k$  correspond au déphasage du signal engendré par l'emplacement du capteur par rapport au centre de phase le long de l'axe Oy. Chaque élément du vecteur directeur correspondant à un signal peut être exprimé comme un polynôme dépendant de *z* et *w*.

Comme le réseau n'est plus de type linéaire, l'application de la méthode basée sur l'évaluation des racines ne peut plus être appliquée, car le polynôme dépend de deux variables. Il est possible de créer deux polynômes complexes indépendants  $g_1(z,w)$  et  $g_2(z,w)$  tels que les équations  $g_1(z,w) = 0$  et  $g_2(z,w) = 0$  possèdent un nombre fini de paires (z,w) qui permettent de résoudre les équations simultanément. Les arguments de quelques unes des paires correspondent aux paramètres azimut/élévation des signaux incidents. Pour trouver les intersections des racines (les zéros communs des polynômes) il est possible d'employer des techniques numériques, une interpolation linéaire pour les polynômes de degré important ou pour les polynômes avec un degré faible la théorie de l'élimination **[HAT95]**.

Une possibilité de générer deux polynômes indépendants est de considérer le réseau d'antennes comme l'intersection des deux sous réseaux indépendants (et non pas des versions déphasées comme dans le cas d'ESPRIT). Si chaque sous réseau est utilisé pour générer un polynôme, les polynômes résultants seront indépendants et l'intersection de leurs solutions va inclure des paires (z,w) contenant des informations sur la direction d'incidence des signaux. Les sous réseaux peuvent contenir des éléments communs. Si on dénote par  $M_1$  et  $M_2$  le nombre de éléments de chaque sous réseau, le nombre maximum des éléments estimés devient  $min\{M1,M2\}$  - 1.

Une deuxième possibilité pour construire les polynômes, applicable aux algorithmes basés sur la projection dans l'espace bruit, consiste à choisir deux sous-espaces du sous espace bruit du réseau complet. L'espace bruit doit être composé d'au minimum deux éléments, ainsi le nombre maximum des sources pour lesquelles on peut estimer les paramètres est de M - 2.

A notre connaissance, des extensions de root-MUSIC pour l'estimation de plus de deux paramètres n'existent pas dans la littérature.

#### **4.3. ESPRIT**

Dans la référence **[VAN98]** les auteurs présentent une adaptation de l'algorithme ESPRIT au cas bidimensionnel pour l'estimation conjointe des retards et directions d'incidence des sources sur un réseau d'antennes.

Le modèle employé suppose la présence d'un émetteur dans un environnement multitrajets. Les *D* trajets incidents au niveau du récepteur sont caractérisés par le couple des paramètres ( $s_d$ ,  $\theta_d$ ,  $\tau_d$ ) avec  $\theta_d$  représentant la DOA,  $\tau_d$  représentant le retard et  $s_d$  représentant l'amplitude complexe. L'algorithme doit aboutir à l'estimation des couples {( $\alpha_d$ ,  $\tau_d$ )} à partir des propriétés d'invariance de translation intrinsèques au modèle du signal reçu.

La matrice du signal reçu X en large bande exprimé en II.19 peut être présentée sous la forme classique donnée en II.15 pour lequel la matrice des vecteurs directeurs est exprimée en la décomposant dans sa composante spatiale  $A_{\theta}$  et fréquentielle  $A_{\tau}$ :

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_{\theta} \Diamond \mathbf{A}_{\tau} = \begin{vmatrix} \mathbf{A}_{\theta} \\ \mathbf{A}_{\theta} \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{\theta} \Phi^{F-1} \end{vmatrix}$$
 II.74

où l'opérateur  $\diamond$  dénote le produit de Khatri-Rao<sup>3</sup>, la matrice diagonale  $\Phi = diag \left\{ e^{-j2\pi\Delta f \tau_1}, e^{-j2\pi\Delta f \tau_2}, ..., e^{-j2\pi\Delta f \tau_D} \right\}$  contient le déphasage introduit par les retards en fonction du pas fréquentiel, la matrice des vecteurs dans le domaine spatial:

$$\mathbf{A}_{\boldsymbol{\theta}} = \begin{pmatrix} 1 & \vdots & 1 \\ e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_{1})} & e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_{D})} \\ \vdots & \\ e^{j2(M-1)\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_{1})} & \vdots & e^{j2(M-1)\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_{D})} \end{pmatrix}$$
 II.75

et la matrice des vecteurs directeurs dans le domaine fréquentiel est:

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> Le produit Khatri-Rao entre deux vecteurs **a** et **b** de taille  $T_1$  et respectivement  $T_2$  est un vecteur **c** de taille  $T_1T_2$  constitué par la concaténation de tous les vecteurs  $a_i$ **b** où  $i=1,...,T_1$ 

$$\mathbf{A}_{\tau} = \begin{pmatrix} 1 & \vdots & 1 \\ e^{-j2\pi\Delta f \tau_{1}} & & \\ \vdots & & e^{-j2\pi\Delta f \tau_{D}} \\ \vdots & & \\ e^{-j(F-1)2\Delta f \pi \tau_{1}} & \vdots & e^{-j(F-1)2\pi\Delta f \tau_{D}} \end{pmatrix}$$
 II.76

$$\Theta = diag \left\{ e^{j2\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta_1)}, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta_2)}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda}\sin(\theta_D)} \right\}.$$
 L'estimation de la matrice  $\Phi$  et de la matrice

 $\Theta$  à partir de la matrice X est basée sur l'exploitation des propriétés d'invariance de translation intrinsèques à la matrice A. Des matrices de sélection nécessaires pour l'estimation de  $\Phi$  et de  $\Theta$  sont définies afin de former des "sous-réseaux" de taille M-1 et respectivement F-1 dans les deux dimensions. Ainsi on obtient les matrices:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\theta} &= \mathbf{J}_{x\theta} \mathbf{X} & \mathbf{X}_{\tau} = \mathbf{J}_{x\tau} \mathbf{X} \\ \mathbf{Y}_{\theta} &= \mathbf{J}_{y\theta} \mathbf{Y} & \mathbf{Y}_{\tau} = \mathbf{J}_{y\tau} \mathbf{Y} \end{aligned}$$
 II.77

où:

$$\mathbf{J}_{x\theta} = \mathbf{I}_{F} \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M-1} \ \mathbf{0}_{1} \end{bmatrix} \qquad \mathbf{J}_{x\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{F-1} \ \mathbf{0}_{1} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{M}$$
$$\mathbf{J}_{y\theta} = \mathbf{I}_{F} \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M-1} \ \mathbf{0}_{1} \end{bmatrix} \qquad \mathbf{J}_{y\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1} \ I_{F-1} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{M}$$
II.78

Ces relations peuvent également être exprimées pour les matrices des vecteurs directeurs:

$$\mathbf{A}_{x\theta} = \mathbf{J}_{x\theta}\mathbf{A} \qquad \mathbf{A}_{y\theta} = \mathbf{A}_{x\theta}\mathbf{\Theta}$$
$$\mathbf{A}_{x\tau} = \mathbf{J}_{x\tau}\mathbf{A} \qquad \mathbf{A}_{y\tau} = \mathbf{A}_{x\tau}\mathbf{\Phi}$$
II.79

La décomposition des produits  $\mathbf{X}_{\theta}^{\dagger}\mathbf{Y}_{\theta} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Theta}\mathbf{T}$  et respectivement  $\mathbf{X}_{\tau}^{\dagger}\mathbf{Y}_{\tau} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Phi}\mathbf{T}$  en valeurs et vecteurs propres permet d'estimer les paramètres  $\mathbf{\theta}$  et  $\mathbf{\tau}$ . Ces produits possèdent les mêmes valeurs propres, propriété qui conduit à un couplage correct des paramètres  $\theta_{d}$  et  $\tau_{d}$ . Pour identifier ces couples, il faut trouver la matrice  $\mathbf{T}$  qui diagonalise au mieux les deux produits en même temps.

#### **4.4. SAGE**

L'extension de l'algorithme SAGE au cas multidimensionnel est basée sur la maximisation de la fonction de coût dans l'intervalle de variation de chaque paramètre à estimer. Comme dans le cas 1D, l'algorithme commence avec l'initialisation de chaque paramètre à estimer et, pour une itération donnée, la matrice d'observations étendue est crée en gardant un signal à la fois, le reste étant considéré comme des interférences qui sont soustraites de la matrice d'observations initiale. Pour cette nouvelle matrice, chaque paramètre est varié à la fois dans son domaine de visibilité, les paramètres restants prenant la valeur initiale ou la valeur de l'itération précédente.

La fonction de coût de Beamforming est calculée et la valeur du paramètre correspondant au maximum de cette fonction est attribuée comme nouvelle valeur pour le paramètre correspondant. Une fois que tous les paramètres d'un signal sont estimés, la valeur

de l'amplitude correspondante est calculée. A la fin de chaque itération, la différence entre les valeurs des paramètres de l'itération courante et l'itération précédente est calculée puis comparée à une valeur de seuil pour décider si le procédé a convergé pour le paramètre respectif. Le procédé est arrêté quand tous les paramètres convergent.

#### **4.5. RIMAX**

L'algorithme RIMAX introduit dans **[RIC04]** est la méthode d'estimation des paramètres la plus récente. Il est basé sur l'exploitation de la vraisemblance maximale et propose une approche qui permet de contourner les problèmes rencontrés par les algorithmes à haute résolution d'estimation conjointe des paramètres tels que SAGE et ESPRIT. En effet, SAGE présente une convergence très lente, notamment dans le cas des signaux pour lesquels les paramètres sont très proches, cas largement rencontré dans les environnements indoor où les signaux arrivent par groupe ou encore sous forme de clusters. ESPRIT est quant à lui limité à des réseaux d'antennes dont la géométrie présente une invariance de translation.

Le modèle du canal proposé décompose le signal reçu en une partie cohérente  $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp})$  exprimée par  $\mathbf{A} \cdot \mathbf{s}(k)$  dans l'équation **II.14** et une partie diffuse qui contient également le bruit additif Gaussien de variance  $\alpha_0$ . Tous les algorithmes à haute résolution parus avant RIMAX intègrent dans le modèle uniquement la partie cohérente et le bruit additif sans considérer la partie diffuse. Cette imperfection du modèle limite les performances des algorithmes précédents.

Dans le modèle du canal complet proposé, un snapshot du canal, pour un ensemble total de  $M_{tot}$  échantillons, représente une réalisation d'un processus Gaussien circulaire symétrique complexe  $\mathscr{N}_{c}(\mathbf{s}(\mathbf{\theta}_{sp}), \mathbf{R}(\mathbf{\theta}_{dmc}) + \alpha_{0}\mathbf{I}) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  de moyenne  $\mathbf{s}(\mathbf{\theta}_{sp})$ .  $\mathbf{R}(\mathbf{\theta}_{dmc})$  représente la matrice de covariance de la partie diffuse  $\mathbf{d}_{dmc} = \mathscr{N}_{c}(0, \mathbf{R}(\mathbf{\theta}_{dmc})) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  et  $\alpha_{0}\mathbf{I}$  la matrice de covariance du bruit  $\mathbf{n} = \mathscr{N}_{c}(0, \alpha_{0}\mathbf{I}) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ .

Le modèle complet des composantes cohérentes du canal bidirectionnel discrétisé prend en compte la partie réelle et imaginaire du champ reçu  $\gamma$  pour quatre modes de polarisation différents  $\gamma_{VV}$ ,  $\gamma_{VH}$ ,  $\gamma_{HH}$ ,  $\gamma_{HV}$ , les directions de départ  $\varphi_{T_d}$ ,  $\mathcal{G}_{T_d}$  et les directions d'arrivée  $\varphi_{R_d}$ ,  $\mathcal{G}_{R_k}$  en azimut et élévation, les retards  $\tau_d$  et les fréquences Doppler  $\alpha_d$ :

$$h(\alpha, \tau, \varphi_{R}, \vartheta_{R}, \varphi_{T}, \vartheta_{T}) = \sum_{d=1}^{D} \gamma_{d} \delta(\tau - \tau_{d}) \delta(\varphi_{R} - \varphi_{R_{d}}) \delta(\vartheta_{R} - \vartheta_{R_{d}})$$
$$\delta(\varphi_{T} - \varphi_{T_{d}}) \delta(\vartheta_{T} - \vartheta_{T_{d}}) \delta(\alpha - \alpha_{d})$$
II.80

Pour un trajet d'indice d, le vecteur directeur correspondant à un paramètre noté de manière générale  $\mu_d^{(i)}$ , est exprimé sous forme normalisée centro-symétrique par:

$$\mathbf{a}\left(\mu_{d}^{(i)}\right) = \frac{1}{\sqrt{N_{i}}} \left[e^{-j\mu_{d}^{(i)}\frac{N_{i}-1}{2}}, \dots, e^{+j\mu_{d}^{(i)}\frac{N_{i}-1}{2}}\right]^{T}$$
II.81

84

où  $N_i$  est le nombre d'échantillons disponibles du paramètre *i*. On note au niveau du vecteur directeur un déphasage entre deux échantillons voisins proportionnel au paramètre intervenant dans le modèle. Ce déphasage peut être modélisé par une exponentielle complexe dans le domaine correspondant. Notons que, dans le modèle complet les domaines d'observations sont indépendants. Si *R* est le nombre de paramètres à estimer, le vecteur directeur complet pour le signal d'indice *d*, en prenant en compte tous les paramètres qui interviennent par un échantillonnage dans les *R* domaines, peut être exprimé sous la forme:

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_{d}) = \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_{d}^{R}) \diamond \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_{d}^{R-1}) \diamond \dots \diamond \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_{d}^{1})$$
 II.82

où l'opérateur ◊ dénote le produit de Khatri-Rao.

Si on décompose le vecteur complet contenant les paramètres de tous les *D* signaux cohérents par:

$$\boldsymbol{\theta}_{sp} = \begin{bmatrix} \Re \{ \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} \} & \Im \{ \boldsymbol{\gamma}^{\mathrm{T}} \} & \boldsymbol{\mu}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
 II.83

où  $\mu$  est un vecteur contenant les paramètres d'intérêt. Les paramètres de la partie diffuse et du bruit peuvent être fusionnés dans un seul vecteur même s'ils proviennent des sources différentes car ils représentent des processus Gaussiens circulaires indépendants:

$$\boldsymbol{\theta}_{dan} = \begin{bmatrix} \alpha_0 & \alpha_1 & \beta & \tau \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
 II.84

où les composantes de  $\theta_{dan}$  sont définies en I.1.

Un snapshot x de la matrice d'observations X peut être exprimée sous la forme:

$$\mathbf{x}(\mathbf{\theta}) = \sum_{d=1}^{D} \mathbf{s}(\mathbf{\theta}_{\text{sp}_d}) + \mathbf{n}_{\text{dan}} = \mathbf{s}(\mathbf{\theta}_{\text{sp}}) + \mathbf{n}_{\text{dan}}$$
 II.85

où  $\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{sp}^{T} & \boldsymbol{\theta}_{dan}^{T} \end{bmatrix}^{T}$  et  $\mathbf{n}_{dan} = \mathscr{N}_{c}(0, \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dmc}) + \alpha_{0}\mathbf{I}) = \mathscr{N}_{c}(0, \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  est la contribution de la partie diffuse et du bruit Gaussien.

La densité de probabilité du snapshot x est donnée par:

$$pdf\left(\mathbf{x} \mid \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{sp}}, \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{dan}}\right) = \frac{1}{\pi^{M} \det\left(\mathbf{R}\left(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{dan}}\right)\right)} e^{-\left(\mathbf{x} - \mathbf{s}\left(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{sp}}\right)\right)^{H} \mathbf{R}\left(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{dan}}\right)^{-1} \left(\mathbf{x} - \mathbf{s}\left(\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{sp}}\right)\right)}$$
 II.86

et la fonction de vraisemblance logarithmique:

$$L(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}_{sp}, \boldsymbol{\theta}_{dds}) = -M \ln(\pi) - \ln(\det(\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan}))) - (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp}))^{H} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp}))$$
 II.87

Etant donnée un snapshot du canal  $\mathbf{x}$ , l'objectif est de trouver la valeur de  $\boldsymbol{\theta}$  qui maximise la fonction de vraisemblance logarithmique:

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{sp} \\ \boldsymbol{\theta}_{dan} \end{bmatrix} = \arg \max \left( \frac{1}{\pi^{M} \det \left( \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{dan} \right) \right)} e^{-\left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right)^{H} \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{dan} \right)^{-1} \left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right)} \right) = \mathbf{II.88}$$
  
$$\arg \max \left( -\ln \left( \det \left( \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{dan} \right) \right) \right) - \left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right)^{H} \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{dan} \right)^{-1} \left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right) \right) \right)$$

La maximisation jointe de la fonction de vraisemblance logarithmique par l'intermédiaire d'une recherche multidimensionnelle exhaustive n'est pas faisable en pratique. Les vecteurs des paramètres  $\theta_{sp}$  et  $\theta_{dan}$  étant indépendants, l'approche proposée consiste à maximiser la fonction de vraisemblance logarithmique de manière alternative entre les paramètres des composantes spéculaires et les paramètres des composantes diffuses:

$$\mathbf{x} \longrightarrow \hat{\boldsymbol{\theta}}_{sp} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}_{sp}} \left(\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp})\right)^{H} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})^{-1} \left(\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp})\right) \longrightarrow \hat{\mathbf{x}}_{dan} = \mathbf{x} - \mathbf{s}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{sp})$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{dan} = \arg\max_{\boldsymbol{\theta}_{dan}} \left(-\ln\left(\det\left(\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})\right)\right) - \hat{\mathbf{x}}_{dan}^{H} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})^{-1} \hat{\mathbf{x}}_{dan}\right) \checkmark$$

La première étape consiste à estimer les paramètres de la partie cohérente. Il est supposé qu'il existe un nombre de trajets dominants dans le canal. L'estimation de leurs paramètres et leur soustraction permet de mieux mettre en évidence la contribution de la partie diffuse et ainsi estimer plus aisément ses paramètres. Empiriquement, le meilleur compromis a été obtenu en considérant un nombre de 5 trajets dominants. La matrice  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})$  nécessaire à l'estimation et l'optimisation des premiers trajets cohérents sera initialisée par  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan}) = \hat{\alpha}_0 \mathbf{I}$  avec  $\hat{\alpha}_0 = \frac{\mathbf{x}\mathbf{x}^{H}}{M}$ . Le problème de maximisation est donné par:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{sp} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}_{sp}} \left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right)^{H} \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{dan} \right)^{-1} \left( \mathbf{x} - \mathbf{s} \left( \boldsymbol{\theta}_{sp} \right) \right)$$
 II.89

le terme à maximiser étant connu sous le nom de norme de Mahalanobis. Cette norme étant une fonction non linéaire, le problème de vraisemblance maximale représente un problème non linéaire des moindres carrés pondéré de manière optimale, la matrice  $\mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})$  étant utilisée pour la pondération.

La structure générale de la contribution des D composantes spéculaires est donnée par:

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp}) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})\boldsymbol{\gamma} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$$
 II.90

où  $\mathbf{A}(\mathbf{\mu}) \in \mathbb{C}^{M \times N_{polar}D}$  est la matrice des vecteurs directeurs caractérisant les signaux,  $\mathbf{\gamma} \in \mathbb{C}^{N_{polar}D \times 1}$  les amplitudes complexes de chaque chemin et  $N_{polar}$  le nombre de polarisations utilisées à l'émission.

Le problème de maximisation devient:

$$\begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\mu}} \\ \hat{\boldsymbol{\gamma}} \end{bmatrix} = \arg\min_{\boldsymbol{\mu},\boldsymbol{\gamma}} \left( \mathbf{x} - \mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})\boldsymbol{\gamma} \right)^{\mathrm{H}} \mathbf{R} \left( \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{dan}} \right)^{-1} \left( \mathbf{x} - \mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})\boldsymbol{\gamma} \right)$$
 II.91

La valeur initiale des paramètres peut être obtenue avec un algorithme permettant d'obtenir une estimation préliminaire grossière des paramètres tel l'algorithme SAGE en limitant le nombre d'itérations pour une convergence rapide. **[RIC05]** propose une méthode d'initialisation simplifiée basée sur l'algorithme SAGE. A partir de x et de l'estimation initiale des paramètres de chaque composante un pas d'optimisation doit être trouvé pour la valeur de chacun des paramètres, permettant de maximiser la norme de Mahalanobis. En commençant avec la valeur initiale des paramètres (ou avec la valeur de l'itération précédente si plusieurs itérations sont nécessaires pour la convergence) la norme de Mahalanobis est calculée et comparée pour la valeur initiale des paramètres et la valeur actualisée  $\mu + \Delta \mu$ . La valeur de la variation  $\Delta \mu$  est obtenue à partir de la matrice des dérivées partielles du premier ordre de  $\mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp})$  donnée par:

$$\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}_{sp}) = \left[ \left( \frac{\partial}{\partial \mu_1} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp}) \right) \dots \left( \frac{\partial}{\partial \mu_R} \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}_{sp}) \right) \right]$$
 II.92

Deux termes qui interviennent dans le processus d'optimisation sont "la fonction de score":

$$\mathbf{q}\left(\mathbf{x} \mid \boldsymbol{\theta}_{sp}, \mathbf{R}\left(\boldsymbol{\theta}_{dan}\right)\right) = 2\Re\left\{\mathbf{D}\left(\boldsymbol{\theta}_{sp}\right)^{H} \mathbf{R}\left(\boldsymbol{\theta}_{dan}\right)^{-1}\left(\mathbf{x} - \mathbf{s}\left(\boldsymbol{\theta}_{sp}\right)\right)\right\}$$
II.93

et le Jacobien:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}_{sp}, \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})) = \Re \left\{ \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}_{sp})^{H} \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})^{-1} \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}_{sp}) \right\}$$
II.94

Plusieurs approches sont proposées pour l'estimation des paramètres de la partie cohérente. Le pas optimal pour l'itération d'indice *i* en utilisant l'algorithme numérique Gauss-Newton pour la maximisation de la norme de Mahalanobis de la partie cohérente, est donné par:

$$\Delta \boldsymbol{\mu}(i) = \mathbf{J}\left(\mathbf{x} \mid \boldsymbol{\theta}_{sp}(i), \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})\right)^{-1} \boldsymbol{q}\left(\mathbf{x} \mid \boldsymbol{\theta}_{sp}(i), \mathbf{R}(\boldsymbol{\theta}_{dan})\right)$$
 II.95

La nouvelle valeur de l'ensemble des paramètres est  $\mu(i+1) = \mu(i) + coefficient * \Delta \mu(i)$ . En commençant avec une valeur initiale unitaire du coefficient, la nouvelle norme de Mahalanobis est comparée à la précédente et le coefficient divisé par deux jusqu'à ce qu'une valeur inférieure soit obtenue. Si la différence entre deux valeurs consécutives des paramètres est inférieure à une tolérance fixée, l'algorithme converge. Certaines composantes cohérentes peuvent être éliminées si elles sont inférieures à un seuil d'amplitude fixé.

Après l'étape d'estimation des paramètres des composantes spéculaires dominantes, leur suppression facilite l'estimation des paramètres de la partie diffuse. Pour la deuxième étape il est supposé que l'on dispose de F échantillons dans le domaine fréquentiel. Plusieurs approches sont proposées pour l'estimation des paramètres de la partie diffuse. Nous présentons ici la version d'optimisation itérative en utilisant l'approche de la matrice circulante basée sur l'algorithme Levenberg-Marquardt. A partir de  $\mathbf{x}$ , le profile de la puissance en fonction des retards  $\mathbf{y}$  est exprimé sous la forme:

$$\mathbf{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left( \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{x} \right) \circ \left( \mathbf{F}^{\mathrm{H}} \mathbf{x} \right)^{*}$$
 II.96

87

où  $\mathbf{F}$  est la matrice de transformation discrète de Fourier, l'opérateur  $\circ$  dénote le produit de Schur-Hadamard et l'opérateur <sup>\*</sup> représente le conjugué d'un complexe. Une estimation initiale des paramètres de la partie diffuse:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{dan}^{\{0\}} = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 & \hat{\alpha}_1 & \hat{\beta}_d & \hat{\tau}_d \end{bmatrix}^T$$
**II.97**

est obtenue à partir de y suivant les relations:

$$\hat{\alpha}_{0} = \min(\mathbf{y})$$

$$\hat{\alpha}_{1} = \max(\mathbf{y}) - \hat{\alpha}_{0}$$

$$\hat{\beta}_{d} = \frac{\hat{\alpha}_{1}}{M(\hat{r}_{1} - \hat{\alpha}_{0})}, \text{ où } \hat{r}_{1} = \sum_{m=1}^{M} y_{m}$$

$$\hat{r}_{d} = \frac{l_{\max} - 1}{2M_{f} - 1}$$

$$= \arg\max\left\{\mathbf{F}_{d}^{H}\left[\left(\mathbf{F}_{1} - \sum_{m=1}^{N} \left(\mathbf{F}_{1}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i} \\ \mathbf{x}_{i} \end{bmatrix}\right)_{0} \left(\mathbf{F}_{2}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i} \\ \mathbf{x}_{i} \end{bmatrix}\right)^{*}\right]_{0} \left(\mathbf{F}_{2}^{*}\right)^{*}\right]\right\} \text{ où un élément}$$

avec  $l_{\max} = \arg \max_{l} \left\{ \mathbf{F}^{H} \left[ \left[ \mathbf{F} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left[ \mathbf{F}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i} \\ \mathbf{0}^{(M-1)\times 1} \end{bmatrix} \right] \circ \left( \mathbf{F}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{i} \\ \mathbf{0}^{(M-1)\times 1} \end{bmatrix} \right) \right] \circ \left( \mathbf{F}\mathbf{z} \right)^{*} \right] \right\}_{l}$ , où un élément

d'indice *m* de la matrice **z** est  $z_m = \frac{1}{\mathcal{T}_c \left\{ \kappa \left( \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_0 & \hat{\alpha}_1 & \hat{\beta}_d & 0 \end{bmatrix}^T \right) \right\}_m}, 1 \le m \le 2M - 1$  et  $\kappa$  représente

le spectre de la partie diffuse et  $\mathcal{T}_{c} \{\mathbf{a}\} = \frac{1}{\sqrt{2M-1}} \mathbf{F}^{H} \begin{bmatrix} W_{1}\mathbf{a} \\ W_{3}\mathbf{a}^{*} \end{bmatrix}$  avec  $\mathbf{W}_{1}$  et  $\mathbf{W}_{3}$  des matrices de pondération.

Cette estimation initiale est améliorée à l'aide de l'algorithme Levenberg-Marquardt. Comme dans le cas de la partie cohérente, la matrice des dérivées  $\mathbf{D}(\hat{\mathbf{\theta}}_{dan}^{\{i\}})$  du premier ordre de  $\kappa(\hat{\theta}_{dan}^{\{i\}})$  par rapport à chaque paramètre est nécessaire pour calculer le pas d'optimisation  $\Delta \hat{\theta}_{dan}^{[i]}$ . Ce pas permet de mettre à jour les paramètres de la partie diffuse et de vérifier la convergence du procédé. Un coefficient unitaire est appliqué à la première itération à  $\Delta \hat{\theta}_{dan}^{\{i\}}$ . La maximisation sens de la vraisemblance maximale est vérifiée au par  $L(\mathbf{x} | \hat{\mathbf{\theta}}_{dan}^{\{i+1\}}) > L(\mathbf{x} | \hat{\mathbf{\theta}}_{dan}^{\{i\}})$ . Si la maximisation est réalisée, le coefficient est divisé par 4 et la convergence est vérifiée. Dans le cas contraire, le coefficient est multiplié par 8. Si la convergence n'est pas atteinte, le procédé est réitéré. La connaissance des paramètres de la partie diffuse permet d'améliorer la précision d'estimation des paramètres des composantes cohérentes. Le processus de recherche de nouveaux paramètres et d'optimisation alternative est continué jusqu'à ce que la puissance restante dans le snapshot x est inférieure à la puissance du bruit.

Les principales étapes de l'algorithme RIMAX sont résumées ci-dessous:

Estimation préliminaire du nombre de composantes cohérentes et de leurs paramètres en présence du bruit blanc;

 Soustraction des signaux estimés dans l'étape précédente de la matrice d'observations;

> Amélioration de l'estimation de la partie diffuse;

Amélioration de l'estimation de la partie cohérente;

• Calcul des matrices nécessaires à l'optimisation: la matrice des dérivées partielles des vecteurs directeurs correspondant aux paramètres, la fonction de score, le Jacobien;

• Calcul du pas optimal de variation des paramètres;

• Maximisation de la norme de Mahalanobis par un choix approprié du coefficient à appliquer au pas de variation;

• Mise à jour des paramètres des signaux;

Vérification de l'amplitude des signaux, élimination des signaux inférieurs au seuil fixé;

Vérification de la puissance restante dans la matrice d'observations, si la puissance restante est supérieure à un seuil du bruit fixé, l'algorithme continue la recherche des nouveaux chemins en utilisant les paramètres déjà estimés.

## 5. Synthèse des résultats publiés dans la littérature

On peut citer parmi les facteurs qui influencent les performances des algorithmes d'estimation des paramètres le nombre d'échantillons (nombre de capteurs pour un réseau d'antennes ou le nombre de points dans la bande de fréquences pour l'estimation des retards), le nombre d'observations, la non stationnarité pendant les observations, le nombre de signaux incidents, le rapport signal à bruit global et pour chaque signal, la corrélation entre les signaux, la corrélation du bruit, la séparation entre les paramètres, une mauvaise estimation du nombre de sources dans l'étape préliminaire à certains algorithmes, la puissance de chaque signal, le type de réseau employé pour l'estimation des angles d'incidence – certains angles sont impossibles à détecter vers les extrémités d'un réseau linéaire, le couplage entre les capteurs du réseau, etc.

Dans le cas où les conditions idéales (signaux non-corrélés, nombre d'échantillons supérieur au nombre de signaux, modèle du bruit connu, etc.) ne sont pas respectées, les performances des algorithmes d'estimation de paramètres se dégradent, pouvant aller jusqu'à des résultats complètement erronés. Chacun des paramètres intervenant dans le modèle joue un rôle important et les déviations par rapport au cas idéal ont des conséquences sur le nombre de signaux détectés et les paramètres estimés.

L'analyse des performances des algorithmes en fonction des différents facteurs peut être effectuée dans un cas idéal pour trouver les limites théoriques que peuvent prendre les différents paramètres du modèle ou de manière statistique, en variant un ou plusieurs paramètres, le reste des paramètres prenant une valeur fixe.

L'article **[ARD03]** présente une analyse concernant l'influence des différents facteurs sur les performances de trois algorithmes à haute résolution basés sur la décomposition en sous-espaces: MUSIC, Root-MUSIC et ESPRIT. Dans leurs simulations, ils ont employé un réseau linéaire uniforme, pour lequel ils ont fixé les valeurs de tous les paramètres en variant la valeur du paramètre étudié. Ils ont analysé l'influence de l'espacement entre les capteurs du réseau, la séparation angulaire entre les signaux incidents, le nombre d'échantillons, le nombre de capteurs du réseau et le rapport signal à bruit en considérant des signaux noncorrélés.

L'étude montre que, dans la mesure où la contrainte d'échantillonnage spatial  $d \leq \frac{\lambda}{2}$ 

est respectée, l'algorithme MUSIC détecte avec succès un signal incident sans introduire des pics supplémentaires dans le spectre spatial. Si cette contrainte spatiale n'est pas respectée, le signal peut encore être estimé dans le cas où il n'arrive pas vers les extrémités du réseau [-90°;+90°]. Dans le cas des signaux arrivant aux extrémités, l'algorithme MUSIC, mais aussi Root-MUSIC et ESPRIT sont incapables de détecter les signaux. L'analyse de la séparation entre les signaux montre que, pour des signaux plus espacés dans le domaine de visibilité du réseau, l'erreur d'estimation diminue avec l'algorithme ESPRIT et que le plancher du bruit dans le spectre spatial MUSIC est diminué et les pics sont étroits.

L'augmentation du nombre d'éléments du réseau et du rapport signal à bruit se traduit par une amélioration des performances de tous les algorithmes, qui fournissent des résultats similaires avec une bonne résolution. Il a été également montré que l'augmentation du nombre d'observations a un effet positif sur les performances des algorithmes: les erreurs d'estimation sont plus faibles pour les trois algorithmes, les pics dans le spectre spatial de MUSIC sont plus fins et les racines identifiées dans la méthode root-MUSIC se rapprochent du cercle de rayon unitaire. Un inconvénient lié à l'augmentation du nombre d'antennes et d'observations est lié au temps de calcul important surtout dans le cas d'ESPRIT, mais il a été montré qu'il est préférable d'augmenter le nombre d'échantillons plutôt que le nombre d'observations.

L'augmentation du nombre de signaux incidents sur le réseau a comme effet une dégradation des performances des algorithmes d'estimation de paramètres. Pour compenser cet effet, on peut augmenter le nombre d'échantillons ou le nombre d'observations. La conclusion de ce papier mentionne que, les paramètres ayant l'impact le plus important sur les performances des algorithmes d'estimation sont *le nombre de signaux incidents* et *le rapport signal à bruit*.

### 6. Conclusion

Jouant un rôle central dans les applications de localisation, les méthodes d'estimation des paramètres intéressent depuis longtemps la communauté scientifique. Ce chapitre a donné une vue globale sur les méthodes d'estimation des paramètres, leurs évolutions et leurs performances. Les méthodes initiales d'estimation des paramètres, basées sur l'utilisation des antennes directives, permettaient de retrouver un seul paramètre par source: la direction d'incidence des signaux. Les inconvénients de ces méthodes, liés à leurs domaines de visibilité restreints à la largeur du lobe principal de l'antenne, qui engendre une faible probabilité de détection dans le cas des signaux de courte durée, ont motivé des nouvelles recherches.

L'évolution des techniques numériques de traitement du signal et l'utilisation des réseaux d'antennes ont conduit au développement des premières approches de haute résolution dans l'estimation des paramètres. Les méthodes initiales telles MUSIC et ESPRIT, basées sur une approche algébrique exploitant la décomposition de la matrice de covariance d'observations en sous espaces, ont été égalées en performances par des algorithmes récents basés sur l'exploitation de la vraisemblance maximale dans une approche itérative. Débutant dans le domaine de l'estimation des directions d'incidence, ces méthodes se sont graduellement améliorées, permettant à présent l'estimation conjointe des plusieurs paramètres angulaires, des retards et d'amplitudes associées. La modèle initial de la matrice d'observations de superposition des ondes planes en présence du bruit additif a été récemment amélioré dans le cas de l'algorithme RIMAX par un modèle complet prenant en compte la contribution des composantes diffuses.

Une vaste gamme d'études ont été effectuées pour caractériser les performances de ces algorithmes dans différents environnements et mettre en évidence la contribution de différents types de perturbations et les imperfections du modèle. Cependant, à notre connaissance, aucune étude quantitative dédiée à l'estimation des paramètres pour des applications spécifiques de localisation à l'aide des réseaux WLAN n'existe à ce jour. Nous nous sommes intéressés à déterminer les ressources nécessaires en termes de tailles et type de réseaux d'antennes, bande passante, SNR, etc. pour obtenir des performances compatibles avec des applications de localisation. Cette étude fait l'objet du prochain chapitre.

# Chapitre III - Performances des algorithmes d'estimation des paramètres du canal

### **1. Introduction**

Dans ce chapitre, nous décrirons successivement les performances des algorithmes à haute résolution dans différentes configurations. Le principe de base du procédé de localisation, décrit dans le chapitre suivant est basé sur l'estimation la plus précise possible, des angles d'arrivée, de départ et de retards des trajets d'indice 1 et 2. Les tests de performance présentés par la suite sont orientés vers cette application.

L'algorithme RIMAX ayant été développé à la fin de ma thèse, seuls quelques résultats sont décrits à la fin de ce chapitre.

### 2. Description des canaux synthétiques

Pour évaluer et comparer la précision d'estimation des algorithmes décrits dans le chapitre précédent, des canaux de propagation bande étroite et large bande ont été simulés. La réponse impulsionnelle du canal entre l'élément *m* du réseau d'émission et l'élément *n* du réseau de réception est référencée par rapport à la première antenne du réseau et va dépendre de la structure du réseau considéré. A titre d'exemple, le réseau ULA sera utilisé pour illustrer la génération des canaux. Cette approche peut-être facilement étendue aux autres types de réseaux étudiés dans le paragraphe **2.2** du **Chapitre II** dans lequel les vecteurs directeurs des réseaux URA et UCA ont été définis.

A l'aide du vecteur directeur d'un réseau ULA, on peut exprimer la réponse impulsionnelle large bande décrivant les D trajets reliant le réseau d'émission au réseau de réception par une matrice de dimension M<sub>R</sub> x M<sub>T</sub> x N<sub>F</sub> notée **H**<sub>ULA</sub> dont les coefficients complexes  $h_{ULA}$  sont donnés par l'expression:

$$h_{ULA}(m,n,f) = \sum_{k=1}^{D} A_k \cdot e^{-j2\pi(m-1)\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_{tx,k})} e^{-j2\pi(n-1)\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_{tx,k})} e^{-j2\pi\tau_k f}$$
III.1

avec  $A_k$  l'amplitude complexe,  $\theta_{Rx,k}$  et  $\theta_{Tx,k}$  la direction d'arrivée et respectivement de départ et  $\tau_k$  le retards. Les paramètres angulaires sont deux réalisations des variables aléatoires  $\theta_{Tx,k}$  et  $\theta_{Rx,k}$  uniformément distribuées dans  $[-\pi/2, +\pi/2]$  et représentant respectivement les angles de départ et d'arrivée du  $k^{ième}$  trajet. Ce domaine de variation des angles est conditionné par le type de réseau utilisé, dans le cas présent, il s'agit d'un réseau ULA permettant de distinguer à l'aide des algorithmes le signe de l'angle modulo  $\pi$ . Rappelons que l'utilisation des réseaux URA permet de lever cette ambigüité.

Dans le cas d'une simulation en bande étroite, la matrice  $\mathbf{H}_{ULA}$  est de dimension  $M_R \times M_T$ , f=0. Si l'algorithme d'estimation ne peut extraire qu'un seul paramètre, la matrice  $\mathbf{H}_{ULA}$  devient un vecteur de taille égale à la dimension du domaine d'échantillonnage correspondant au paramètre d'intérêt.

Pour simplifier l'ajustement des puissances lors des simulations, on introduit le facteur R, le rapport entre la puissance du trajet direct de puissance unitaire et la somme des puissances des autres trajets. R est ainsi défini par:

$$R = \frac{1}{\sum_{k=2}^{D} |A_k|^2}$$
III.2

Notons que des valeurs de R faibles correspondent à un environnement NLOS, les valeurs élevées pouvant être associées à des scénarios LOS.

Le module de l'amplitude complexe du premier trajet est fixé à 1 pour toutes les simulations, en revanche l'amplitude  $A_k$  des autres trajets est distribuée en fonction de la valeur du facteur R. La phase correspondante est une variable aléatoire distribuée uniformément dans l'intervalle  $[0,2\pi]$ . Pour un facteur R donné, on sélectionne aléatoirement, selon une loi uniforme, une partie de la puissance disponible des trajets secondaires que l'on attribue au 2<sup>ème</sup> trajet. Ce processus est répété pour chaque nouveau trajet, la puissance restante à la dernière itération étant attribuée au dernier trajet. Les retards  $\tau_k$  sont quant à eux tirés dans une distribution uniforme dans l'intervalle [100 ns, 500 ns] puis ordonnés du plus petit au plus grand.

La source de bruit présente en sortie de chaque élément du réseau de réception est une variable aléatoire complexe gaussienne centrée de variance  $\sigma_n^2$ . On rappelle qu'à l'entrée du récepteur, si les signaux transmis sont de puissance moyenne égale à 1, le rapport signal sur bruit est donné par:

$$SNR = \frac{\left|\sum_{k=1}^{D} A_{k}\right|^{2}}{\sigma_{n}^{2}}$$
III.3

Dans la suite, on appelle *réalisation*, *D* tirages dans les quatre distributions précédentes donnant naissance à une matrice  $H_{ULA}$ . Une *observation* ou un *snapshot* est associé à une réalisation du bruit, le canal restant statique pendant les *N* observations nécessaires pour l'estimation des paramètres.

# **3.** Performances des différents algorithmes dans un canal synthétique

Les performances des algorithmes à haute résolution ont été analysées de manière statistique en fonction des facteurs tels le nombre de capteurs du réseau, le rapport signal à bruit et le facteur R. Les simulations en bande étroite ont été réalisées à 3 GHz en considérant un espacement de  $\frac{\lambda}{2}$  entre les éléments du réseau.

Dans la suite, nous distinguons l'estimation 1D qui permet d'estimer un seul couple de paramètres, par exemple l'angle d'arrivée d'un trajet et l'amplitude associée, des estimations 2D et 3D permettant une estimation conjointe respectivement de 2 ou 3 paramètres et de

l'amplitude associée. L'erreur absolue calculée entre les angles estimés et réels est considérée comme métrique pour évaluer les performances des algorithmes entre eux. Les courbes suivantes représentent une moyenne des erreurs calculées sur l'ensemble des réalisations. Sauf mention contraire, les réseaux utilisés sont de type ULA.

#### 3.1. Performances des estimations 1D en fonction du facteur R

Dans un premier temps, une étude des performances pour le cas unidimensionnel a été réalisée pour trois algorithmes à haute résolution décrits dans le **Chapitre II**: MUSIC, ESPRIT et SAGE, et la méthode classique de formation des faisceaux. Pour cette simulation, le nombre d'éléments du réseau de réception est fixé à 5 pour un élément d'émission, le canal est composé de 4 trajets et le SNR est égal à 10 dB. Nous avons considéré 100 snapshots. La **Figure III.1** montre l'erreur d'estimation de la DOA du premier trajet en fonction du facteur R.



Figure III.1: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA du 1<sup>er</sup> pour les algorithmes 1D en fonction du facteur R pour 4 signaux en utilisant 5 antennes, SNR 10 dB, 1000 réalisations, N=100

Les résultats de cette première simulation mettent clairement en évidence que la technique « beamforming » donne des erreurs deux fois plus importante que celles obtenues avec les algorithmes de haute résolution et ceci quelque soit le facteur R considéré. On peut remarquer également que, pour de faibles valeurs du facteur R, où la puissance totale des trajets secondaires est de l'ordre de grandeur de celle du trajet direct, l'erreur moyenne d'estimation de la DOA est de l'ordre de 20° même en utilisant les méthodes à haute résolution, cette valeur est incompatible avec la précision d'estimation nécessaire au procédé de localisation qui sera détaillé dans le **Chapitre IV**. A partir d'une valeur du facteur R de 5 dB, l'erreur d'estimation est de l'ordre de 2°, valeur raisonnable pour les applications de localisation envisagées.

Pour diminuer l'erreur d'estimation de la DOA dans le cas où le facteur R est faible, une solution pourrait consister à augmenter le nombre de capteurs ou les degrés de liberté des méthodes en utilisant des algorithmes multidimensionnels d'estimation conjointe des paramètres. Dans ce cas, les méthodes spectrales (MUSIC et Beamforming) nécessitant des temps de calculs élevés pour l'évaluation des spectres multidimensionnels ont été éliminées dans la suite de l'étude, leurs performances étant similaires aux méthodes paramétriques beaucoup plus rapides dans les cas multidimensionnels.

# 3.2. Performances des estimateurs 2D3.2.1. Analyse paramétrique en fonction du SNR

La suite de l'étude porte sur l'erreur de l'estimation conjointe de la DOA et la DOD avec les algorithmes ESPRIT et SAGE bidimensionnels, des réseaux de taille identique étant utilisés à l'émission et à la réception. La **Figure III.2** montre l'évolution de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD en fonction du SNR, l'analyse étant réalisée pour le premier et le second trajet incident et les réseaux linéaires comportent 7 antennes. Le facteur R est fixé à 5 dB.



Figure III.2: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ième</sup> trajet avec les algorithmes 2D en fonction du SNR pour 4 signaux en utilisant 7 antennes, facteur R 5 dB, 1000 réalisations, N=1

Une seule observation a été utilisée pour le traitement des signaux reçus, les observations supplémentaires et la decorrélation des signaux étant obtenues avec un lissage spatial sur 5 éléments comme indiqué au **Chapitre II**. Sur la **Figure III.2**, on peut observer que pour les deux algorithmes, l'erreur d'estimation de la DOA est équivalente à celle de la DOD, ce résultat était bien entendu prévisible compte tenu de la symétrie du problème. Par la suite, seules les erreurs d'estimation des DOA seront représentées. Pour un SNR de 0 dB, les erreurs d'estimation de la DOD pour le premier trajet sont respectivement de 2.5° et 6° pour SAGE et ESPRIT, ces valeurs peuvent être considérées comme faibles au regard de celles du 2<sup>ème</sup> trajet qui atteignent respectivement 11° et 18°.

De plus, si on considère un SNR de 20 dB, l'erreur moyenne est inférieure à 0.5° pour le premier trajet et 1° pour le deuxième trajet. L'erreur d'estimation diminue lorsque le SNR augmente. Cette simulation met également en évidence l'importance de prendre en compte un degré de liberté supplémentaire. Reprenons les résultats de la **Figure III.1**, pour un SNR de 10 dB, l'estimation 1D donne une erreur pour le premier trajet de 2.6° pour SAGE et 3.3° pour ESPRIT, l'augmentation du nombre de degrés de liberté obtenu en considérant simultanément les DOA et DOD, permet de réduire cette erreur à 1°.

Les performances de SAGE restent supérieures à celles d'ESPRIT et ceci quelque soit le SNR ou le type de trajet à estimer.

#### 3.2.2. Etude paramétrique en fonction du facteur R

Le SNR est de 10 dB et les autres paramètres du canal restent identiques à la simulation précédente.



Figure III.3: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD du 1<sup>er</sup> trajet avec les algorithmes 2D en fonction du facteur R pour 4 signaux en utilisant 7 antennes, SNR 10 dB, 1000 réalisations

Des valeurs de l'ordre de 0.5° sont obtenues pour l'erreur de l'estimation du premier trajet avec une valeur du facteur R de 10 dB. L'erreur d'estimation du second trajet augmente avec le facteur R. Ce comportement était prévisible car un facteur R élevé traduit des puissances des trajets secondaires faibles au regard de celle du premier, l'estimation d'un signal de faible amplitude en présence d'un signal fort devient difficile.

On peut remarquer que l'algorithme SAGE a de meilleures performances dans ce contexte aussi.

# **3.2.3. Influence d'une erreur d'estimation du nombre de trajets sur les performances des algorithmes**

Dans les cas précédents, le nombre de sources est supposé parfaitement connu. Ceci n'est pas le cas en pratique, l'estimation du nombre de signaux devant se faire avant l'utilisation des algorithmes d'estimation des paramètres. En fonction de la corrélation entre les signaux, le SNR, etc. le nombre de signaux estimés ne reflète pas toujours la réalité. Ceci est particulièrement valable quand les signaux reçus sont fortement corrélés ou le SNR est très faible. C'est précisément dans ce contexte que nous étudions, dans cette section, les erreurs d'estimation engendrées par un nombre de signaux fixé a priori dans l'algorithme différent de celui correspondant aux signaux réellement reçus.

L'effet de la sous-estimation et la surestimation du nombre de sources par les critères de détection tels AIC ou MDL ont été analysés en fonction du SNR. Le facteur R a été fixé à 5 dB. La sous estimation a consisté à fixer à priori le nombre de trajets à D-1 et la surestimation à D+1. Sur la **Figure III.4**, si on s'intéresse aux erreurs de DOA du premier trajet, les différentes courbes paramétrées en fonction d'une surestimation ou sous-estimation sont similaires à celles obtenues avec la valeur exacte du nombre de trajets. En revanche, lorsqu'il s'agit du deuxième trajet, et dans le cas d'une sous estimation du nombre de trajets, l'erreur d'estimation est 2° supérieure aux autres courbes. Les deux algorithmes analysés présentent des résultats similaires dans cette analyse.



Figure III.4: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD du premier et du deuxième trajet avec les algorithmes 2D en fonction du SNR pour 4 signaux en utilisant 7 antennes, SNR 10 dB, 1000 réalisations dans le cas d'une mauvaise estimation du nombre de trajets

## **3.2.4.** Influence de la non stationnarité<sup>4</sup> le long du réseau

A l'origine de cette non stationnarité spatiale, on peut citer un mauvais équilibrage entre les éléments du réseau lié à des défauts inhérents aux réalisations techniques, des obstacles situés à proximité des réseaux, dans ce cas les rayons réfléchis ne respectent plus l'hypothèse d'onde plane ou encore l'obstruction d'un ou plusieurs éléments du réseau pendant la manipulation de l'équipement mobile par l'utilisateur. Les conséquences se traduisent en termes de variations supplémentaires en phase et en amplitude d'un élément du réseau à un autre.

Une analyse est menée pour quantifier les conséquences de ces perturbations sur les erreurs d'estimation de la DOA et la DOD du premier et deuxième trajet. Nous avons modélisé un environnement non stationnaire dans lequel les paramètres des signaux reçus au niveau des différents éléments du réseau sont perturbés. Cette perturbation est introduite dans le vecteur directeur du réseau en ajoutant à chaque rayon reçu par une antenne une variation relative  $\sigma_d$  maximale de 3 dB. Si  $s_d$  représente l'amplitude exacte du  $d^{ième}$  signal, l'amplitude

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> La non stationnarité (hypothèse WSSU) concerne classiquement une variation dans le temps de la réponse impulsionnelle du canal. Dans le cas présent, pour un rayon reçu, il s'agit d'une variation des amplitudes des signaux le long du réseau. et en phase supplémentaire des coefficients du vecteur directeur observé

du signal perturbé  $s_{dm}$  (en linéaire) d'indice *d* considérée au niveau du capteur d'indice *m* peut être exprimée sous la forme:

$$s_{dm} = s_d * (1 + \sigma_d), \ 1 \le d \le 4 \ et \ 1 \le m \le M$$
 III.4

où  $\sigma_d \in \mathcal{U}(0,0.5)$  et  $s \in \mathcal{N}(0,1)$ .

Une variation aléatoire selon une loi uniforme de la DOA de chaque trajet d'au maximum 3° par rapport à la vraie valeur a été appliquée aux différents éléments du réseau. Le facteur R a été fixé à 5 dB pour un SNR de 10 dB

Dans une première étape, l'étude a été effectuée en fonction du nombre d'éléments du réseau, pour chaque valeur nous avons appliqué un lissage spatial au niveau de l'émetteur et du récepteur sur M-2 éléments.

La **Figure III.5a** montre l'erreur de la DOA du premier et deuxième signal en fonction du nombre de capteurs du réseau. Le nombre de signaux est supposé être estimé correctement. Pour le premier trajet, les erreurs moyennes obtenues par SAGE diminuent progressivement de 5° à moins de 1° respectivement pour un réseau composé de 4 et 10 éléments. Avec ESPRIT, ces erreurs sont en moyennes supérieures de 2° à celles de SAGE. Pour le deuxième rayon, les erreurs varient entre 10° et 20° pouvant atteindre 25° avec une estimation avec Esprit. Si l'erreur d'estimation du premier signal diminue avec l'augmentation du nombre d'antennes du réseau et commence à converger à partir d'un réseau composé de 11 éléments, ceci n'est pas vrai dans le cas du deuxième trajet. Le facteur R de 5 dB traduit une amplitude moyenne du deuxième trajet, faible pour laquelle une variation de 3 dB est également appliquée.



Figure III.5: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA du premier et deuxième trajet pour D=4 1000 réalisations R=5 dB. Variations relatives maximales de la phase de 3° et de l'amplitude de 3 dB a) SNR=10 dB, variation en fonction du nombre d'antennes b) variation en fonction du SNR, réseaux de 7 antennes, facteur de lissage de 5

La même analyse en fonction du SNR montre que lorsque celui-ci passe de 0 à 10 dB, les erreurs sont respectivement de 10° et 5° pour une estimation avec SAGE. Dans le cas du deuxième trajet, même pour des valeurs du SNR supérieures à 10 dB, les erreurs moyennes d'estimation convergent vers 10°, ces valeurs restent incompatibles avec des applications de localisation. Le passage dans une dimension supérieure, obtenu par un échantillonnage fréquentiel dans une bande plus large, conduisant à une estimation conjointe des paramètres angulaires et des retards associés, devient indispensable.

#### **3.2.5. Influence d'une perturbation sur la DOA et la DOD**

Cette dernière analyse pour le cas 2D concerne l'influence de la valeur de la perturbation angulaire sur l'estimation des paramètres. Le même nombre de signaux que dans le cas précédent a été utilisé pour un réseau composé de 7 antennes en émission et réception avec un facteur de lissage sur M-2 éléments. L'amplitude des signaux n'est pas perturbée, C'est uniquement sur la valeur de DOA et DOD qu'une variation relative maximale de 1° à 10° par pas de 0.5° a été introduite suivant le même procédé que celui décrit précédemment. Les résultats de cette analyse sont donnés sur la **Figure III.6**.

Pour une estimation avec SAGE, et dans le cas du premier signal, l'erreur faible de l'ordre de 3 ° pour une variation relative de 1° croit proportionnellement pour atteindre une erreur de 6° avec une variation relative de 10°. Pour le deuxième trajet, pour la même plage de variations, les erreurs sont respectivement de 8° et 20°. L'algorithme ESPRIT donne quant à lui des erreurs en moyenne supérieures à 2° à celles de SAGE.



Figure III.6: Evolution de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet en fonction de la valeur de la perturbation

Cette étude paramétrique 2D a montré que, parmi les algorithmes à haute résolution analysés, SAGE donne les meilleures performances pour l'estimation conjointe des paramètres angulaires. Ces résultats permettent de définir les ressources nécessaires dans le processus de localisation basé sur l'exploitation des deux premiers trajets. En particulier, nous avons montré la difficulté d'estimer le deuxième signal quand le SNR est faible, la valeur du facteur R est élevée ou pour un nombre faible d'éléments du réseau. Des meilleures performances sont attendues dans le cas où le nombre de degrés de liberté est augmenté (une bande plus large, en utilisant la diversité de polarisation ou une géométrie différente du réseau).

#### **3.3.** Performances des estimations **3D**

Pour diminuer l'erreur sur l'estimation des angles, nous envisageons dans la suite les algorithmes ESPRIT et SAGE dans leur version 3D, afin d'obtenir conjointement pour un trajet donné, les DOA/ DOD et le retard. Nous avons analysé, dans une première étape, les performances dans le cas où les hypothèses sont respectées et, par la suite, les effets de la non-stationnarité du canal.

Le futur système de localisation pourrait être associé à un système WLAN dont les bandes passantes actuelles n'excèdent pas 40 MHz (802.11 n). Nous avons utilisé, dans une première étape, une bande passante de 20 MHz dans laquelle nous avons pris 21 échantillons fréquentiels espacés d'un pas  $\Delta f = 1$  MHz. Dans la dimension fréquentielle, nous avons effectué un lissage sur 14 points, en complément du lissage effectué dans chaque dimension spatiale sur M-2 éléments. Le nombre de points étant plus conséquent, cette approche permettra une meilleure résolution et une meilleure décorrélation des signaux.

# **3.3.1. Influence du nombre d'éléments du réseau sur les performances des algorithmes**

Une étude a été effectuée afin de déterminer le nombre minimal d'éléments du réseau nécessaire pour trouver le meilleur compromis entre une taille minimale du réseau et des performances d'estimation compatibles avec les applications de localisation. La **Figure III.7** montre l'erreur d'estimation du premier et second trajet en fonction du nombre d'éléments du réseau pour un SNR de 10 dB et un facteur R de 5 dB. L'étude est réalisée avec les algorithmes ESPRIT et SAGE 3D. Nous avons ajouté, à titre comparatif, les résultats des simulations dans des configurations identiques pour le cas 1D et 2D. On peut noter sur ces courbes, pour un réseau de 4 éléments, que l'erreur d'estimation pour le 1<sup>er</sup> trajet est, pour une estimation 1D et 3 D respectivement de 18° et 2°. Cette réduction d'un facteur 9 de l'erreur est également observée dans les mêmes conditions, pour le deuxième trajet. Une précision de l'estimation de l'ordre de 1° pour le premier trajet peut être obtenue en 3D avec un nombre d'antennes supérieur ou égal à 5 mais, pour le deuxième trajet, un réseau d'au moins 10 éléments est nécessaire pour obtenir des performances similaires. Dans les mêmes conditions, le nombre de capteurs nécessaire dans le cas 2D pour estimer le deuxième trajet avec une erreur raisonnable, est trop grand et n'est pas compatible avec les applications de localisation.

Cette étude comparative entre les résultats de l'estimation de la DOA du premier et deuxième trajet en fonction du nombre d'antennes montre le rôle important que l'estimation conjointe des paramètres joue un dans la précision des estimations. On rappelle que, dans les cas 2D et 3D, les erreurs de la DOD sont, comme attendu, du même ordre que celles de la DOA. L'utilisation de la dimension fréquentielle, qui permet d'augmenter le nombre d'échantillons, et l'estimation associée des retards permet d'augmenter le nombre de degrés de liberté et de réduire en conséquence par un facteur 2 les erreurs d'estimation des paramètres angulaires dans le cas du premier trajet et par un facteur 4 dans le cas du deuxième trajet. Notons également qu'un autre avantage lié à l'estimation conjointe en 3D est d'obtenir

une meilleure décorrélation entre les signaux grâce au procédé de lissage associé à chaque dimension.



Figure III.7: Comparaison de l'erreur d'estimation de la DOA et la DOD pour les algorithmes 1D, 2D, 3D en fonction du nombre d'antennes du réseau pour 4 signaux en utilisant un SNR 10 dB un facteur R de 5 dB, 1000 réalisations a) 1<sup>er</sup> trajet b) 2<sup>ème</sup> trajet

Compte tenu de l'importance de ces courbes et les conclusions pour le dimensionnement du système de localisation, une synthèse des résultats concernant les erreurs d'estimation du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet est donnée dans les **Tableaux III-1** et **III-2**.

2D (DOA & DOD) SNR = 10 dB R = 5 dB		1 <sup>er</sup> trajet		2 <sup>ème</sup> trajet	
	Erreur sur DOA (°)	ESPRIT	SAGE	ESPRIT	SAGE
	4 antennes	7.0°	5.1°	23.7°	18.9°
	5 antennes	4.8°	2.9°	17.7°	15.7°
	6 antennes	5.3°	2.5°	17.8°	14.3°
3D (TOA& DOA & DOD) SNR = 10 dB BP = 20 MHz R = 5 dB		1 <sup>er</sup> trajet		2 <sup>ème</sup> trajet	
	Erreur sur DOA (°)	ESPRIT	SAGE	ESPRIT	SAGE
	4 antennes	1.3°	2.2°	3.9°	3.9°
	5 antennes	0.9°	0.8°	3.1°	3.4°
	6 antennes	0.7°	0.3°	2.6°	2.1°

Tableau III-1: Synthèse des résultats en fonction du nombre de capteurs: M=4-6 F=20 D=4

L'analyse en fonction du SNR montre que la contrainte d'avoir un nombre important de capteurs peut être contournée si le SNR augmente à plus de 20 dB. On peut remarquer que l'algorithme SAGE donne les meilleurs résultats dans tous les cas et plus particulièrement on notera ses excellentes performances face à ESPRIT pour l'estimation des paramètres du 2<sup>ème</sup> trajet.

3D (TOA& DOA & DOD)		1 <sup>er</sup> trajet		2 <sup>ème</sup> trajet	
M = 6 antennes BP = 20 MHz R = 5 dB	Erreur sur DOA (°)	ESPRIT	SAGE	ESPRIT	SAGE
	SNR = 10 dB	1.4°	0.7°	4.5°	2.3°
	SNR = 15 dB	0.8°	0.7°	2.6°	2.0°
	SNR = 20 dB	0.4°	0.5°	1.2	1.0°

Tableau III-2: Synthèse des résultats en fonction du SNR: M= 6 F=20 D=4

L'algorithme de localisation nécessite de connaître avec précision le retard associé à chaque rayon. Les résultats de l'étude des erreurs d'estimation sur les TOA en fonction du nombre d'antennes du réseau sont donnés dans la **Figure III.8**. Rappelons que la bande passante du canal est de 20 MHz menant à une résolution temporelle de 50 ns.



Figure III.8: Erreur d'estimation des retards du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet en fonction du nombre d'antennes du réseau avec les algorithmes SAGE 3D et ESPRIT 3D

L'analyse montre, pour cette configuration des erreurs maximales de l'ordre de 1.5 ns pour le premier trajet et de l'ordre de 3 ns pour le deuxième trajet. La convergence dans le cas du premier trajet est atteinte à partir de 6 antennes. Les erreurs dans le cas du deuxième trajet sont doubles et pour 10 antennes la convergence n'est toujours pas atteinte. Pour cette configuration, dans le cas du deuxième trajet, les performances d'ESPRIT sont supérieures à celles de SAGE, la différence étant de l'ordre de 1 ns. L'étude similaire en fonction du SNR montre que l'erreur d'estimation des retards des trajets décroît avec l'augmentation du SNR et fini par converger pour un SNR de 10 dB vers 1 ns. L'erreur maximale sur les retards, plus prononcée dans le cas du deuxième trajet, n'excède pas 5 ns.

#### 3.3.2. Effets de la non-stationnarité sur le réseau

Afin d'illustrer l'influence du degré de liberté supplémentaire, introduit par la diversité fréquentielle, dans le cas d'un modèle non-stationnaire, nous avons repris l'étude présentée dans le paragraphe **3.2.4**. Le même modèle de perturbation de l'amplitude complexe des rayons a été utilisé pour générer les signaux reçus. Les résultats de cette analyse sont présentés dans la **Figure III.9** et comparés à ceux obtenus dans le cas 3D sans perturbations. Pour les courbes obtenues avec SAGE, les erreurs d'estimation en présence de perturbations sont entre 0.5° et 1° supérieures à celles obtenues dans le cas idéal. Ces erreurs restent néanmoins nettement inférieures à celles obtenues dans le cas 2D.



Figure III.9: Comparaison de l'erreur d'estimation 3D de la DOA du premier trajet D=4, SNR= 10 dB R=5 dB, 1000 réalisations avec des perturbations  $\Delta \theta$ =3°,  $\sigma_d$ =0.5

#### 3.3.3. Influence du nombre de trajets

Les études antérieures n'ont considéré qu'un nombre réduit de trajets dominants. Dans le cas des configurations réelles, en fonction des propriétés géométriques de l'environnement et des caractéristiques des matériaux de construction utilisés, le nombre de trajets dominants est habituellement plus important. Afin de tester l'influence d'un nombre plus important de trajets contribuant au signal reçu sur les performances des algorithmes d'estimation des paramètres, nous avons généré une configuration LOS où le nombre de trajets secondaires varie entre 2 et 10, les retards associés à ces trajets sont compris entre 50 et 100 ns. Pour un facteur R de 5 dB et un SNR de 10 dB, l'amplitude des trajets a été générée selon le même procédé décrit dans III.4. Les fonctions de transfert associées à chaque couple d'antenne d'émission et de réception comportent 21 échantillons pour une bande passante totale de 20 MHz.

Les résultats de l'analyse sont donnés dans la **Figure III.10**. Pour cette configuration et dans le cas du trajet direct, les erreurs d'estimation des paramètres angulaires du premier trajet restent comprises entre 1° et 2°. L'influence du nombre de trajets sur l'erreur d'estimation n'est pas visible. En revanche, cette influence est visible sur l'erreur d'estimation de la DOA du deuxième trajet. Pour 10 trajets secondaires l'erreur est 3 fois plus importante par rapport au cas de 2 trajets secondaires, sa valeur étant de l'ordre de 6°. Esprit et Sage ont des performances similaires.



Figure III.10: Erreur d'estimation des DOA du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet avec l'algorithme SAGE 3D en fonction du nombre de trajets

L'analyse dans le domaine des retards montre un comportement similaire. Dans le cas du deuxième trajet, les performances de SAGE sont sensiblement meilleures que celles d'ESPRIT pour un nombre plus important de trajets. Les erreurs d'estimation du trajet direct sont de l'ordre de 1 ns, celles du deuxième trajet ne dépassant pas 5 ns.



Figure III.11: Erreur d'estimation des retards du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet avec l'algorithme SAGE 3D en fonction du nombre de trajets

L'utilisation des réseaux ULA limite le domaine de variation des paramètres angulaires entre  $[-\pi/2;+\pi/2]$ . Afin d'étudier le comportement des estimateurs des paramètres sur l'intégralité du domaine de visibilité, nous avons réalisé l'implémentation de l'algorithme SAGE pour le cas des réseaux planaires de type URA. Les performances de l'algorithme ESPRIT étant inférieures à celles de SAGE, cet algorithme a été éliminé dans la suite de l'étude.

# **3.4.** Comparaison des performances des algorithmes SAGE et RIMAX

#### 3.4.1. Estimation des composantes cohérentes du canal

Nous avons utilisé, à titre comparatif, une implémentation préliminaire de l'algorithme RIMAX prenant en compte uniquement la contribution de composantes cohérentes. La première étude statistique concerne la limite de résolution temporelle des algorithmes en fonction du nombre de trajets considérés.

La configuration étudiée est de type LOS. Le nombre de trajets secondaires pris en compte dans le canal varie entre 2 et 10. Le modèle de signal donnée dans le paragraphe 2 a été utilisé pour générer l'amplitude des signaux pour un facteur R fixé à 5 dB et un SNR de 20 dB. Les retards sont tirés dans une loi uniforme dans l'intervalle [50 ; 100] ns. Ces valeurs très proches permettent de tester les limites de résolution temporelle des algorithmes. Les directions de départ et d'arrivée sont tirées d'une loi uniforme dans l'intervalle [0 ;  $2\pi$ ].

Pour l'estimation nous avons utilisé des réseaux URA composés de 3 x 3 éléments en émission et en réception. La bande passante utilisée est de 40 MHz avec un pas d'échantillonnage  $\Delta f = 1$  MHz. Le nombre de snapshots est fixé à 10. Le nombre de trajets a été considéré inconnu, il a été estimé dans une étape préliminaire par le critère AIC. Pour l'algorithme SAGE, l'estimation du nombre de trajets se fait uniquement dans la dimension fréquentielle qui contient le nombre le plus important d'échantillons, en considérant le canal SISO entre la première antenne de l'émetteur et la première antenne du récepteur avec un lissage sur 27 points, représentant deux tiers de la dimension fréquentielle. Si le nombre de signaux estimés par AIC est inférieur à 2, cette valeur est imposée par défaut afin de pouvoir prendre en compte deux trajets dans les statistiques.

Dans le cas de RIMAX, l'approche est différente. L'estimation est faite de manière récursive, à chaque itération les paramètres de 5 signaux étant estimés et optimisés. Cette valeur de 5 est d'après **[RIC05]** optimale. A chaque itération, les signaux estimés sont soustraits de la matrice d'observation. Le nombre d'itérations est déterminé par la puissance restante dans la matrice d'observation à la fin d'une itération par rapport au niveau du bruit. Dans l'étape finale, l'ensemble des signaux estimés subit un filtrage en termes d'amplitude et proximité des paramètres. Les signaux de puissance inférieure à un seuil fixé par rapport au SNR sont éliminés. De même les signaux très proches dans l'ensemble des dimensions simultanément (DOA, DOD et TOA) sont éliminés.

Les **Figures III.12** et **III.13** illustrent les erreurs moyennes d'estimation des retards et respectivement des directions d'incidence. Dans une première étape, le nombre de trajets secondaires varie entre 2 et 10 par pas de 1. Pour chaque cas, nous avons considéré uniquement 100 réalisations, la principale contrainte en termes de temps de calcul est liée à l'algorithme SAGE. En effet, 1 réalisation avec 10 snapshots nécessite un temps de calcul d'environ 5 minutes. Notons que, pour 100 réalisations la convergence n'a pas été atteinte en termes d'erreurs, ce qui nous à conduit à effectuer d'autres simulations avec 1000 réalisations.

Dans le cas de l'estimation des retards, les erreurs restent très faibles pour le premier et du deuxième trajet, le maximum étant de l'ordre de 5 ns en présence de 10 trajets secondaires. La forte densité des trajets semble avoir un impact réduit sur l'erreur d'estimation des retards, la bande disponible semble être suffisante. Notons également que, si la convergence n'est pas atteinte sur 100 réalisations, cela signifie que les résultats sont biaisés et la probabilité d'obtenir des erreurs importantes n'est pas négligeable.



Figure III.12: Erreur d'estimation des retards du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet avec les algorithmes SAGE et RIMAX 3D en fonction du nombre de trajets

En revanche, dans le cas des paramètres angulaires, les erreurs d'estimation sont plus prononcées. Ceci est dû à la forte clusterisation des trajets dans le domaine des retards combinée avec un nombre réduit des antennes des réseaux. L'algorithme SAGE donne de meilleurs résultats dans ce cas, l'erreur maximale observée pour cette simulation pour le premier trajet étant de l'ordre de 5 degrés et pour le deuxième d'environ 12 degrés.



Figure III.13: Erreur d'estimation des DOA du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet avec les algorithmes SAGE et RIMAX 3D en fonction du nombre de trajets

Une étude en termes de densités de probabilités pour l'estimation de chaque paramètre est nécessaire pour avoir une meilleure compréhension des phénomènes conduisant à des erreurs si importantes. Les fonctions de distribution cumulative complémentaires (CCDF) des erreurs d'estimation des retards montrent que les résultats de l'algorithme RIMAX sont supérieurs à ceux de SAGE. La CCDF à 5% pour le premier trajet, dans la configuration comportant 10 trajets secondaires, montre des erreurs de l'ordre de 8.29 ns pour RIMAX et 9.35 ns pour SAGE. Pour le deuxième trajet, l'erreur est de l'ordre de 11 ns pour les deux algorithmes. L'erreur d'estimation du premier trajet est inférieure à 2 ns dans 91% des réalisations pour les deux algorithmes. Dans le cas du deuxième trajet, la même performance est obtenue dans 70% des réalisations avec l'algorithme SAGE et 84% des réalisations avec l'algorithme RIMAX.



Figure III.14: CCDF de l'erreur d'estimation des retards du 1er et 2ème trajet

L'étude dans le domaine angulaire montre que, dans le cas du premier trajet, l'erreur d'estimation de la DOA est inférieure à 2° dans 85% des réalisations avec les deux algorithmes. Pour le deuxième trajet, la même performance est atteinte dans 70% des cas avec l'algorithme RIMAX et uniquement dans 47% des cas avec SAGE. La déviation est plus importante dans le cas de RIMAX, ceci est dû à des signaux fantômes<sup>5</sup> estimés par l'algorithme qui échappent au critère de filtrage des signaux ou à des erreurs d'estimation.



Figure III.15: CCDF de l'erreur d'estimation des DOA du 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> trajet

<sup>&</sup>lt;sup>5</sup> On définit un signal fantôme comme un signal estimé de faible amplitude arrivant avant le rayon direct où un signal estimé plusieurs fois avec des valeurs des paramètres très proches
Même si les erreurs moyennes obtenues avec l'algorithme SAGE restent inférieures à celles de RIMAX, l'étude en termes de probabilités montre que les performances de ce dernier sont supérieures en termes de réalisations, notamment dans le cas du deuxième trajet. L'erreur moyenne importante est due à une forte déviation liée à l'estimation de signaux fantôme. Une augmentation du seuil de puissance dans le critère de filtrage de signaux reçus pourrait avoir un impact bénéfique sur la réduction de la déviation.

# **3.4.2. Estimation des composantes cohérentes en présence d'une partie diffuse**

L'analyse précédente a permis de comparer les algorithmes dans des canaux synthétiques, en supposant un ensemble d'ondes planes illuminant le réseau de réception ou partant du réseau d'émission. La réalité est différente. A proximité des réseaux d'émission et de réception, des phénomènes de diffusion, diffraction ou réflexion locales vont apparaître, engendrant des composantes que l'on nommera diffuses par la suite et qui s'ajouteront aux ondes planes nommées par la suite composantes cohérentes ou déterministes. Intuitivement, on peut comprendre que pour des scénarii NLOS, le rapport entre la puissance totale des composantes déterministes sur la puissance des composantes diffuses sera faible. C'est particulièrement dans ces configurations difficiles de propagation que les performances d'estimation des algorithmes doivent être vérifiées.

#### i. Description de la configuration expérimentale

Nous avons effectué une série de mesures en visibilité directe avec des réseaux SIMO et MIMO virtuels dans une salle de sports de longueur l = 66 mètres, et de largeur L = 32 mètres, la hauteur étant de 10.8 mètres. Les réseaux virtuels ont été générés en déplaçant automatiquement une antenne sur des rails permettant des déplacements sur l'axe x et y. Pour simuler un réseau uniforme rectangulaire de 40 antennes, nous avons effectué 10 déplacements le long de l'axe Ox et 4 déplacements le long de l'axe Oy des tables d'émission et réception avec un pas de 4.29 cm. Ce pas qui correspond à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence supérieure permet d'éviter les effets de repliement spatial. Pour chaque point de mesure, les axes Ox de l'émetteur et du récepteur ont été alignés.

Les mesures ont été effectuées dans une bande de 500 MHz entre 3 GHz et 3.5 GHz en prenant 1601 points, ce qui correspond à un pas fréquentiel de 312.5 kHz. Pendant les mesures, l'environnement était stationnaire. Les mesures ont été effectuées avec un analyseur de réseaux de type Agilent E8257D et des antennes biconiques Electro-metrics EM-6116 utilisables dans la bande de fréquences entre 2 et 10 GHz. Les antennes sont omnidirectionnelles avec un gain de 1 dBi  $\pm$  1dB, elles ont une largeur verticale du lobe principal à 3 dB de 60°. Pour chaque position des antennes, le paramètre S<sub>21</sub> a été mesuré. Afin de permettre la mobilité de l'émetteur, le signal d'émission est transmis par une fibre optique avec une atténuation de 2 dB par mètre, reliée à des convertisseurs et un amplificateur de type Nextec-RF NB00383 avant la transmission. Dans les cas où la distance entre l'émetteur et le récepteur produit une atténuation importante, un deuxième amplificateur a été

ajouté à la réception mais il n'a pas été inclus dans la calibration à cause de la puissance limite admissible de l'analyseur des réseaux.

Deux configurations ont été étudiées et représente un total de 20 positions de l'émetteur et 2 positions du récepteur. Pour la première configuration, les coordonnées du récepteur sont (33,31), à 1 mètre du mur contre lequel nous avons placé des absorbants afin d'atténuer les réflexions venant de l'arrière. Le réseau d'émission a été déplacé sur une trajectoire circulaire autour du récepteur avec un rayon de 17 ou 25 m pour différents angles d'incidence. Dans la deuxième configuration les coordonnées du récepteur sont (64,16) afin d'obtenir une distance plus importante entre l'émetteur et le récepteur. Deux trajectoires ont été envisagées pour différents angles d'incidence à une distance de 45 m et respectivement 60m. La **Figure III.16** ci-dessous montre les configurations des points de mesure:



Figure III.16: Configuration des mesures effectuées dans la salle de sport Halle Vallin

Pour la première configuration, nous avons étudié 14 points parmi lesquels 8 points situés à une distance de 17 m et 6 points à une distance de 25 m. Pour chaque point nous avons effectué une mesure en SIMO, en utilisant une seule antenne du réseau d'émission et l'ensemble des 40 antennes du réseau de réception. Pour la distance de 17 m, sur l'ensemble des 8 points, nous avons sélectionné seulement 4 points pour effectuer des mesures MIMO avec l'intégralité des antennes des réseaux d'émission et réception. Ce nombre de points est lié à la durée de temps nécessaire pour effectuer les déplacements des antennes et l'acquisition des données. Les angles d'incidence du trajet direct correspondant à ces positions sont de 90°, 120°, 135° et respectivement 150°.

Pour la deuxième configuration nous avons étudié pour chaque distance des canaux correspondant à 3 angles d'incidences différents du trajet direct. Un point parmi les 3 a été étudié en configuration MIMO pour chaque distance, l'ensemble des points étant étudié en configuration SIMO. Nous avons sélectionné le canal avec une distance séparant le Rx du Tx de 45 m et pour une configuration de la DOA de 90°. Les résultats des mesures MIMO ont été analysés avec les algorithmes SAGE 3D et RIMAX 3D afin d'extraire les retards des signaux les angles d'arrivée et de départ et leurs amplitudes.

## ii. Modélisation d'un canal synthétique équivalent et performances des algorithmes

L'objectif de ce paragraphe est d'évaluer la robustesse des algorithmes SAGE et RIMAX en présence de la composante diffuse, inhérente aux canaux de propagation intrabâtiments. RIMAX a été développé pour estimer cette composante diffuse et en tenir compte au moment de l'estimation des composantes cohérentes. En revanche, SAGE ne fait aucune hypothèse sur cet aspect du canal.

Pour calculer les erreurs d'estimation des deux algorithmes, il est nécessaire de connaître les valeurs exactes des paramètres des signaux, ce qui est impossible avec des canaux expérimentaux. Dans une première partie, nous décrivons la méthode utilisée pour reproduire les réponses impulsionnelles mesurées à partir de trajets dont on maîtrise parfaitement les caractéristiques. Ces canaux simulés nous permettent par la suite de modifier la puissance des composantes diffuses et surtout de comparer objectivement les performances des algorithmes.

Dans le cas des mesures, les résultats des algorithmes d'estimations des paramètres peuvent être vérifiés partiellement en termes d'amplitude et retards en les superposant sur le PDP mesuré. Dans le cas d'une liaison LOS, les angles de départ et d'arrivée du premier trajet peuvent être aussi déduits à partir de la configuration géométrique connue. Concernant les paramètres angulaires des trajets supplémentaires, aucune méthode ne permet de vérifier leur validité même si le PDP du canal reconstitué est très proche de celui des mesures.

Un canal synthétique avec l'ensemble des paramètres connus a été construit à partir d'un canal mesuré. Nous avons choisi la deuxième configuration des mesures dans la salle de sports pour une distance de 45 m avec un angle d'incidence du trajet direct de 90°.

Nous avons calculé un PDP moyen du canal mesuré sur les observations spatiales (antennes) et les snapshots. Pour ce PDP, nous avons fixé un seuil de -20 dB par rapport à la puissance du pic le plus fort et nous avons identifié tous les pics de puissance supérieure à ce seuil. Nous avons identifié les retards correspondants et l'amplitude complexe de la réponse impulsionnelle sur la première antenne et le premier snapshot. Afin d'avoir les angles d'incidence et de départ, nous avons utilisé les positions connues de l'émetteur et du récepteur et avec le logiciel de tracé de rayons, nous avons simulé la propagation dans cet environnement. Nous avons utilisé un nombre important d'interactions afin d'avoir une durée de la réponse impulsionnelle équivalente à celle obtenue avec les mesures. Les paramètres angulaires des premiers trajets, triés par retard croissant, ont été attribués à chacun des pics trouvés dans le PDP moyen mesuré.



Figure III.17: Reconstitution d'un canal à partir d'un PDP mesuré

L'estimation des paramètres à l'aide des algorithmes SAGE 3D et RIMAX 3D se fait dans une première étape dans ce canal reconstitué qui comporte uniquement les signaux cohérents, auxquels nous avons ajouté du bruit Gaussien avec un SNR de 20 dB, rapport inférieur à celui remarqué dans le canal mesuré de 30 dB. Nous avons utilisé un sous-réseau de 4 x 4 éléments dans une bande de 37.5 MHz, obtenue en considérant 41 points fréquentiels avec un espacement entre les fréquences de 937.5 kHz. Cette étude nous permet de mettre en évidence l'influence d'un grand nombre de trajets sur l'estimation des paramètres. La **Figure III.18** ci-dessous montre les résultats d'estimation des paramètres pour cette configuration.



Figure III.18: Estimation des paramètres dans le canal reconstitué (partie cohérente + bruit)

Sur un ensemble de 106 signaux pris en compte pour la reconstitution du canal, la configuration utilisée nous permet de détecter 18 trajets avec l'algorithme SAGE pour lesquels les paramètres estimés sont très proches des vrais paramètres. Les signaux estimés correspondent aux pics de plus forte amplitude ou aux valeurs moyennes des signaux arrivant au sein d'un cluster. Comme nous l'avons déjà signalé, il est difficile d'estimer correctement

les signaux arrivant sous forme de clusters avec une faible bande passante. L'algorithme RIMAX permet l'estimation de 57 trajets. La plupart des trajets estimés par SAGE ont également été estimés par RIMAX, les performances des algorithmes étant similaires pour ces trajets.

A part les composantes cohérentes, nous pouvons remarquer dans le PDP mesuré, présentée dans la **Figure III.17**, une composante qui présente une décroissance exponentielle, introduite dans le modèle [**RIC05**] présenté dans le **Chapitre I** sous le nom de partie diffuse. Cette composante introduit une différence importante entre le PDP mesuré et le PDP reconstitué. Afin de se rapprocher le plus possible des caractéristiques de l'environnement réel, nous avons modélisé la partie diffuse et sa contribution a été ajoutée au modèle de canal précédent.

Le retard du premier pic du PDP moyen a été identifié à l'aide d'une méthode de recherche de maximum. Afin de déterminer la puissance de la partie diffuse et sa pente de décroissance, nous avons effectué un lissage du PDP avec une fenêtre contenant 100 points. A l'amplitude moyenne, nous avons ajouté une variable aléatoire complexe, pour chaque échantillon, à partir du retard représentatif pour le premier trajet, suivant une distribution Gaussienne centrée avec une variance représentant la puissance de la partie diffuse. Le modèle a été constitué dans le domaine temporel, pour chaque antenne du récepteur et pour chaque snapshot, la sommation avec la partie cohérente étant réalisée dans le domaine fréquentiel après une transformation de Fourier. Les paramètres de la partie diffuse, trouvés avec cette méthode empirique sont:

- $\succ$  α<sub>0</sub> = −49.6 dB
- $\succ \alpha_1 = -22.7 \text{ dB}$
- $\succ \beta_d = 0.01$
- $\succ$  τ<sub>d</sub> = 0.0475

Il faut noter que l'algorithme SAGE, et, plus généralement, tous les algorithmes à haute résolution parus avant RIMAX n'incluent pas dans le modèle du signal reçu cette composante diffuse mais uniquement le bruit. Nous avons évalué les résultats de l'algorithme SAGE pour la partie cohérente en présence de la partie diffuse. La **Figure III.19** ci-dessous montre le canal reconstitué en prenant en compte les signaux cohérents auxquels nous avons ajouté une partie diffuse et du bruit Gaussien avec un SNR de 20 dB. La puissance de la partie diffuse du canal synthétique est du même ordre de grandeur que celle du PDP mesuré.



Figure III.19: PDP reconstitué avec une partie diffuse

Les résultats de l'estimation des paramètres sont présentés dans la **Figure III.20**. La configuration nous permet de retrouver correctement 13 signaux avec l'algorithme SAGE, la présence de la partie diffuse introduisant une faible erreur de l'estimation des paramètres. La partie diffuse ne perturbe pas beaucoup l'estimation du trajet direct, sa présence étant ressentie plus au niveau des trajets secondaires. Le trajet direct est estimé deux fois mais l'application du même critère que dans le cas de RIMAX permettra d'éliminer facilement un des signaux.



Figure III.20: Estimation de paramètres en présence d'une partie diffuse

Dans le cas de l'algorithme RIMAX, l'estimation et l'utilisation des paramètres de la partie diffuse permet d'estimer correctement les paramètres de 40 trajets. La DOD du trajet direct estimée est erronée. Compte tenu de la configuration angulaire particulière, deux maxima symétriques sont identifiés dans la fonction de coût de la procédure d'initialisation des paramètres, à 90° et respectivement 270°. Dans RIMAX, l'initialisation en présence de

"bruit coloré" (diffus et bruit) est différente de celle utilisée en présence de bruit blanc. Cette procédure introduit des ambigüités angulaires qui peuvent être aperçues sur le premier trajet de la **Figure III.20**.

Néanmoins, la puissance de la partie diffuse injectée dans le modèle, va influencer le nombre de signaux estimés et la précision sur l'estimation de leurs paramètres. Afin d'étudier l'impact de la partie diffuse, nous avons généré des canaux avec deux valeurs du paramètre  $\alpha_1$ , inférieure et supérieure au vrai paramètre de la partie diffuse du canal, déduit des mesures. Les valeurs du paramètre  $\alpha_1$  sont résumées dans le **Tableau III-3**, le reste des paramètres de la partie diffuse et de la partie cohérente restant inchangés pour cette simulation.

Paramètre partie diffuse	Canal réel	Cas 1	Cas 2
$\alpha_1$	-27.2 dB	-25.2 dB	-30.2 dB

Tableau III-3: Puissance de la partie diffuse du canal

La **Figure III.21** montre les canaux obtenus pour les deux valeurs de la puissance diffuse.



Figure III.21: Canal synthétique avec différentes puissances de la partie diffuse a) Cas 1 b) Cas 2

Les résultats de l'estimation sont présentés dans la **Figure III.22**. Dans le cas de l'algorithme SAGE une partie diffuse plus faible permet d'estimer correctement les paramètres de 15 signaux. Comme dans le cas précédent, quelques fantômes apparaissent, celui associé au trajet direct pouvant être éliminé par le critère de proximité des paramètres. Dans le cas d'une partie diffuse plus importante, les résultats se dégradent considérablement. Seuls 9 trajets sont estimés, le nombre de fantômes étant beaucoup plus important que celui des cas précédents.

Dans les deux configurations le nombre de trajets estimés avec RIMAX est beaucoup plus important que le nombre de trajets estimés avec SAGE. L'estimation et l'utilisation de la partie diffuse contribue à l'estimation d'un nombre plus important de trajets. Une partie diffuse plus faible semble influencer le critère de convergence de RIMAX, qui a comme effet une réduction du nombre de trajets estimés. En effet, la puissance du signal reçu, présente dans la matrice d'observations, dépend également de la puissance de la partie diffuse. Le critère de convergence compare la valeur de la puissance restante dans la matrice après soustraction des composantes cohérentes estimées à chaque itération. Il faudra noter que la partie diffuse n'est pas soustraite de la matrice d'observation mais utilisée comme terme de pondération dans **II.89** afin de mieux estimer les paramètres de la partie cohérente. Les performances restent cependant supérieures à celles de SAGE.



Figure III.22: Résultats d'estimation pour différentes puissances de la partie diffuse

Cette étude permet de mettre en évidence le fait que la présence d'une partie diffuse influence les résultats d'estimation des paramètres pour les deux algorithmes étudiés. Dans le cas de l'algorithme SAGE les trajets de plus forte amplitude sont néanmoins estimés, la puissance de la partie diffuse jouant un rôle uniquement dans le nombre de trajets distincts estimés et la précision des paramètres des trajets de faible amplitude. Une optimisation sera nécessaire dans le cas de l'algorithme RIMAX en termes de procédé d'initialisation. Une étude paramétrique est également nécessaire afin de déterminer les facteurs (bande passante, nombre d'échantillons, espacement entre les échantillons fréquentiels, nombre de snapshots, lissage dans le domaine fréquentiel, etc.) qui influencent la précision de l'estimation des paramètres de la partie diffuse. Les résultats de cette analyse n'étant pas disponibles, l'analyse des canaux réels sera effectuée uniquement avec l'algorithme SAGE 3D.

#### iii. Estimation dans un environnement réel type salle de sports

L'environnement ayant servi de modèle pour le canal synthétique reconstitué a été analysé avec l'algorithme SAGE. La distance entre l'émetteur et le récepteur est de 45 m pour une DOA de 90° et une DOD de 270°.

Dans le cas de l'algorithme SAGE, l'étude est effectuée dans une bande de 37.5 MHz, avec un pas fréquentiel de 937.5 kHz, identique à celle utilisée dans le canal synthétique. L'emplacement connu des points de réception et d'émission permet de valider l'estimation des paramètres du premier trajet. De plus, l'amplitude du trajet direct estimé et son retard sont validés en comparant par la correspondance avec le PDP déduit des mesures sur 500 MHz de bande passante.



Figure III.23: Estimation des retards et des paramètres angulaires avec SAGE 3D



Figure III.24: Estimation SAGE 3D des paramètres angulaires et puissance associée à chaque trajet

La représentation des résultats d'estimation des paramètres angulaires et de leurs puissances sur un plan de l'environnement de mesure, illustrée dans la **Figure III.25** sur laquelle la longueur des rayons est proportionnelle à leur puissance. Cette figure met en évidence des résultats cohérents dans le cas de l'estimation des trajets secondaires, effet visible notamment dans le cas du  $3^{eme}$  et  $5^{eme}$  trajet. Ces trajets très énergétiques doivent provenir des réflexions du premier ordre sur les parois de la salle.



Figure III.25: Configuration des mesures et résultats de l'estimation

## 4. Conclusion

L'estimation des paramètres dans les canaux intra bâtiments est une tâche très difficile principalement due à la complexité des phénomènes contribuant à générer une abondance de trajets multiples. Le dimensionnement du problème, en fonction de chaque configuration, doit être effectué judicieusement afin d'obtenir le meilleur rapport entre les performances souhaitées et les ressources nécessaires en termes de tailles et type de réseaux utilisés, bande passante, rapport signal à bruit, etc.

L'étude présentée dans ce chapitre permet d'établir une base pour les performances des estimateurs présents dans la littérature dans un contexte spécifique à des applications de localisation. L'étude paramétrique effectuée dans le cas des réseaux ULA met en évidence l'impact important de la dimensionnalité du problème, une estimation conjointe des paramètres permettant d'améliorer considérablement les résultats.

Les résultats obtenus avec des réseaux ULA étant ambigus à  $\pi$  près, l'étude a été étendue à des réseaux URA, permettant d'avoir un domaine de visibilité de 360°. Les algorithmes SAGE et RIMAX dans leur version 3D ont montré des performances intéressantes dans l'estimation des retards et des paramètres angulaires. L'étude en 5D n'a pas été considérée à cause des temps de calcul importants et de la mémoire nécessaire, notamment dans le cas de l'algorithme SAGE. De plus, les paramètres estimés dans le cas 3D sont suffisants au procédé de localisation en 2D décrit dans le prochain chapitre.

La présence des composantes diffuses dans le canal impacte les résultats d'estimation permettant néanmoins d'estimer correctement les paramètres des trajets de plus forte amplitude. En fonction de la puissance de la partie diffuse, le nombre de trajets estimés diminue et l'estimation de leurs paramètres est moins précise. Les trajets avec un SNR important sont généralement bien estimés. La validité des estimateurs a été montrée dans un canal synthétique avec l'ensemble des paramètres connus, construit à partir des caractéristiques d'un environnement de mesures, et également dans l'environnement ayant servi de modèle. Cette étude fixe les bases pour l'estimation des paramètres nécessaires au procédé de localisation décrit par la suite.

## **Chapitre IV - Localisation en environnement intrabâtiment**

## **1. Introduction**

De nombreuses techniques de localisation en milieux confinés ont été décrites dans la littérature. Dans les scénarios LOS, les méthodes proposées sont en générale associées à des communications Ultra Large Bande et permettent, grâce à leur résolution temporelle fine, une localisation fine d'un mobile. Elles restent en revanche très imprécises dans des scénarios de propagation NLOS. C'est précisément pour localiser des mobiles dans ces canaux de propagation sévères que A. Nasr a proposé à la fin de son travail de thèse une méthode de localisation d'un objet mobile (**Tx**) basée sur la diversité de trajets [**NAS08**]. L'atout majeur de cette technique est de pouvoir s'adapter à tout système de communication de type CDMA ou WLAN à faible bande passante au regard de celle de l'ULB.

Cette méthode, nécessitant au minimum deux récepteurs  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$ , consiste à extraire pour chaque canal reliant le mobile ( $\mathbf{Tx}$ ) aux récepteurs, les caractéristiques de propagation des deux premiers rayons reçus en termes de DOA, DOD et de temps d'arrivée TOA. L'une des hypothèses, à l'origine de cette méthode, suppose que ces deux premiers rayons reçus ont subi au plus une réflexion ou diffraction au cours de leur propagation entre le mobile et chacun des récepteurs. Pour déterminer les caractéristiques de ces rayons sans ambigüité, des réseaux planaires d'antennes sont nécessaires au mobile et aux récepteurs.

L'extraction des paramètres des signaux peut être réalisée à l'aide d'algorithmes de haute résolution décrits dans les chapitres précédents tout en sachant que la précision sur l'estimation des coordonnées du mobile va dépendre fortement des performances de ces algorithmes. A Nasr a validé sur un exemple simple, et à partir de caractéristiques connues et par conséquent idéales du canal, son procédé de localisation. Une étude plus approfondie dans des environnements plus complexes et avec des estimations réelles des paramètres s'avère indispensable pour évaluer la robustesse du procédé. Dans ce chapitre, nous décrivons successivement les principes de base de la méthode de localisation en insistant sur les hypothèses faites a priori sur le canal, puis les performances de la méthode exprimées en termes d'erreur de localisation sont calculées pour différents environnements associant des configurations LOS et NLOS.

## 2. Le procédé de localisation

Le procédé de localisation a été développé en 2D, les élévations des directions d'arrivée et de départ des rayons étant négligées dans cette étude.

#### 2.1. Principe et hypothèses de base

On considère, à titre d'exemple, un environnement comme celui illustré dans la figure **Figure IV-1**. Un système d'axes fixes xOy nous permet de repérer la position des points utilisés par la suite et définir l'orientation des réseaux d'antennes de réception. L'objet mobile **Tx** dont on doit retrouver les coordonnées  $x_T$ ,  $y_T$  dispose d'un réseau URA ou UCA avec un

nombre minimum de 3 antennes. Le déplacement du mobile étant aléatoire dans l'environnement, l'orientation du réseau d'antenne dans le repère xOy est par conséquent inconnue, les angles de départ des rayons sont alors calculés suivant une référence arbitraire.



Figure IV-1: Présentation de la configuration géométriques et des paramètres utiles dans le procédé

Au moins deux récepteurs fixes  $\mathbf{Rx}_1$  et  $\mathbf{Rx}_2$  sont implantés en des points dont les coordonnées ( $x_{Rx1}$ ,  $y_{Rx1}$ ) et ( $x_{Rx2}$ ,  $y_{Rx2}$ ) sont parfaitement connues. Ils sont également équipés de réseaux d'antennes disposés suivant une orientation connue. Notons que par la suite pour simplifier les calculs, l'axe de symétrie des réseaux est parallèle à l'axe Ox. La configuration géométrique des réseaux d'émission et de réception est supposée rectangulaire dans cette application, elle peut cependant prendre une forme arbitraire si elle permet de distinguer sans ambiguïté les paramètres des rayons concernés. Les configurations les plus usuelles correspondent aux réseaux uniformes rectangulaires ou circulaires.

Au niveau des récepteurs, on suppose que les rayons les plus énergétiques sont ceux ayant subi le nombre minimum de réflexions ou diffractions et par conséquent correspondent au rayon direct et/ou à des rayons n'ayant subi qu'une seule réflexion ou diffraction. Dans la suite, le rayon direct ou transmis sera appelé « rayon d'ordre 0 » et le rayon diffracté ou réfléchi une seule fois, le « rayon d'ordre 1 ».

L'hypothèse de base de ce procédé et qui devra être validée par la suite, consiste à dire que ces rayons sont non seulement les plus énergétiques mais ont également les trajets les plus courts. Pour les scénarios LOS, il est nécessaire que ces deux trajets soient le rayon direct et un rayon ayant subi une seule interaction avec l'environnement alors que pour les scénarios NLOS, les deux trajets les plus courts doivent avoir subi une seule interaction. Notons qu'en première approximation, les transmissions à travers les murs ou obstacles ne sont pas considérées comme étant des interactions puisqu'elles ne modifient pas les caractéristiques spatiales et temporelles des trajets. Comme il est indiqué sur la **Figure IV-1**, ces interactions peuvent correspondre à des réflexions sur les parois ou d'autres obstacles présents dans l'environnement (points B et C), à des diffractions sur une arrête (point A).

L'hypothèse de recevoir des rayons ayant subit au plus une réflexion ou diffraction est habituellement respectée dans les environnements de grandes tailles, typiquement les grandes surfaces, les halles de sports, d'exposition ou entrepôts. En fonction de certaines configurations telles que des rayonnages métalliques élevés, un déploiement judicieux des récepteurs sera nécessaire.

Le principe général de la méthode est basé sur une approche géométrique. Si on envisage un déploiement avec deux récepteurs, l'idée est de reconstruire les trajets effectués par les quatre rayons. Il est alors nécessaire de connaître les coordonnées des points d'interaction A( $x_A, y_A$ ), B( $x_B, y_B$ ), C( $x_C, y_C$ ) et D( $x_D, y_D$ ) des rayons avec l'environnement, ainsi que celles du mobile. On aboutit à un problème à 10 inconnues, nécessitant pour être résolu un minimum de 10 équations indépendantes. Dans le cas où le trajet direct existe, un point d'interaction fictif sera trouvé sur la ligne reliant l'émetteur au récepteur. Les algorithmes de haute résolution permettent d'estimer à partir des mesures de propagation, les caractéristiques des rayons et de déduire simultanément les directions de départ, les directions d'arrivée et les temps de parcours relatifs entre le mobile et les récepteurs.

L'orientation des réseaux de réception étant connue dans le repère absolu xOy, les directions d'arrivée peuvent être exploitées directement. Dans la version préliminaire, telle qu'elle à été présentée dans la description du brevet de A. Nasr, l'estimation des paramètres était supposée se faire avec des réseaux ULA en limitant le domaine de visibilité du réseau entre  $\left[-\frac{\pi}{2}; +\frac{\pi}{2}\right]$  par l'utilisation d'un plan absorbant. Ainsi les tangentes des angles d'arrivée étaient utilisées dans les équations du système, on se retrouve ainsi confronté au problème d'indétermination quand l'angle est égal à  $\frac{\pi}{2}$  modulo( $\pi$ ). Dans la proposition de A. Nasr, ce cas était en quelque sorte éliminé car les réseaux ULA ne permettent pas de détecter les rayons incidents sur des angles rasants vers les deux extrémités du domaine de visibilité. Nous allons présenter dans la suite les équations utilisées dans la méthode mais adaptée à des réseaux planaires, le domaine de visibilité s'étendant sur  $[0; 2\pi)$ .

Tenant compte de la rapidité de l'acquisition des données par rapport à la vitesse de déplacement d'un piéton, on peut considérer que le point d'émission reste fixe pendant la durée des mesures, l'estimation des angles n'étant ainsi pas perturbée. Au niveau des récepteurs, connaissant les DOA respectives de chacun des quatre rayons, on en déduit les quatre équations suivantes qui relient ces angles aux distances entre les points d'interaction et les récepteurs respectifs. Idéalement, les fonctions  $f_1$  à  $f_4$  sont nulles mais en pratique lors de l'optimisation ces fonctions doivent être minimisées.

$$f_1 = |x_A - x_{R_{x1}}| - d_{Rx_1A} \cos(\alpha_1)$$
 IV.1

$$f_2 = |x_B - x_{R_{x1}}| - d_{Rx_1B} \cos(\alpha_2)$$
 IV.2

$$f_{3} = |x_{C} - x_{R_{x2}}| - d_{Rx_{2}C} \cos(\phi_{1})$$

$$f_{4} = |x_{D} - x_{R_{x2}}| - d_{Rx_{2}D} \cos(\phi_{2})$$
IV.4

IV.4

où  $d_{R_{x_iP}}$  représente la distance entre les récepteurs et les points d'impact, avec  $i \in \{1, 2\}$  et  $P \in \{A, B, C, D\}$ .

Afin de simplifier la notation, nous avons exprimé dans ces équations le cosinus de l'angle d'arrivée par  $\alpha$  ou  $\phi$ . En fonction du quadrant sur l'ensemble du domaine de visibilité sur 360°, la valeur de l'angle qui va intervenir dans l'expression du cosinus, afin de préserver les variables impliqués de manière générale, est égale à une valeur transformée  $\alpha$ ' donnée par:

$$\begin{aligned} \alpha' &= \alpha, \qquad 0^{\circ} \le \alpha < 90^{\circ} \\ \alpha' &= \pi - \alpha, \qquad 90^{\circ} \le \alpha < 180^{\circ} \\ \alpha' &= \alpha - \pi, \qquad 180^{\circ} \le \alpha < 270^{\circ} \\ \alpha' &= 2\pi - \alpha, \qquad 270^{\circ} \le \alpha < 360^{\circ} \end{aligned}$$
 IV.5

où  $\alpha$  dénote la vraie valeur de l'angle d'arrivée.

Une contrainte d'ordre technologique est d'éviter le besoin d'une synchronisation entre l'émetteur et les récepteurs. Par contre, les récepteurs sont supposés être synchronisés et doivent disposer d'une horloge commune, l'implantation d'un réseau fixe filaire entre les récepteurs ne représentant pas une contrainte expérimentale majeure. Dans ce cas, les temps de parcours des rayons sont définis à une constante près. En conséquence, les équations sont établies pour tenir compte des écarts de temps séparant l'arrivée de deux rayons successifs. Ces retards seront proportionnels à la distance parcourue par chaque rayon et la vitesse de la propagation des ondes en espace libre. Les six équations suivantes permettent de relier les différences de temps d'arrivée entre les rayons et les distances parcourues. La notation  $\tau_i$ concerne le temps de parcours d'un rayon entre **Tx** et **Rx**<sub>1</sub> ou **Rx**<sub>2</sub> et passant par le point d'interaction *i*. Les fonctions  $f_i$  dans (**IV.6**)-(**IV.11**) sont également à minimiser lors de la phase d'optimisation.

$$f_{5} = \left(d_{R_{x1}B} + d_{BT_{x}}\right) - \left(d_{R_{x1}A} + d_{AT_{x}}\right) - c\left(\tau_{B} - \tau_{A}\right)$$
 IV.6

$$f_{6} = \left(d_{R_{x2}C} + d_{CT_{x}}\right) - \left(d_{R_{x1}A} + d_{AT_{x}}\right) - c\left(\tau_{C} - \tau_{A}\right)$$
 IV.7

$$f_{7} = \left(d_{R_{x2}D} + d_{DT_{x}}\right) - \left(d_{R_{x1}A} + d_{AT_{x}}\right) - c\left(\tau_{D} - \tau_{A}\right)$$
**IV.8**

$$f_8 = (d_{R_{x2}C} + d_{CT_x}) - (d_{R_{x1}B} + d_{BT_x}) - c(\tau_C - \tau_B)$$
**IV.9**

$$f_{9} = (d_{R_{x2}D} + d_{DT_{x}}) - (d_{R_{x1}B} + d_{BT_{x}}) - c(\tau_{D} - \tau_{B})$$
**IV.10**

$$f_{10} = \left(d_{R_{x2}D} + d_{DT_x}\right) - \left(d_{R_{x1}B} + d_{BT_x}\right) - c\left(\tau_D - \tau_C\right)$$
**IV.11**

Cependant d'autres contraintes d'ordre expérimental doivent être introduites. Comme nous l'avons signalé, l'orientation du réseau d'émission est, par principe, inconnue. Les angles de départ des rayons  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  et  $\theta_4$  ne peuvent être définis qu'à une constante près. Cela implique que seuls les angles entre rayons sont définis de façon unique ce qui donne, si on se rapporte à la **Figure IV.2**, et compte tenu de l'orientation des angles, six équations supplémentaires exploitant les produits scalaires entre les vecteurs centrés sur **Tx**.



Figure IV.2: Représentation des produits scalaires et vectoriels

$$f_{11} = (x_A - x_{Tx})(x_B - x_{Tx}) + (y_A - y_{Tx})(y_B - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xB}\cos(\theta_1 - \theta_2)$$
 IV.12

$$f_{12} = (x_A - x_{Tx})(x_C - x_{Tx}) + (y_A - y_{Tx})(y_C - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xC}\cos(\theta_1 - \beta_1)$$
 IV.13

$$f_{13} = (x_A - x_{Tx})(x_D - x_{Tx}) + (y_A - y_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xD}\cos(\theta_1 - \beta_2)$$
 IV.14

$$f_{14} = (x_B - x_{Tx})(x_C - x_{Tx}) + (y_B - y_{Tx})(y_C - y_{Tx}) + d_{T_xB}d_{T_xC}\cos(\theta_2 - \beta_1)$$
 IV.15

$$f_{15} = (x_B - x_{Tx})(x_D - x_{Tx}) + (y_B - y_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + d_{T_xB}d_{T_xD}\cos(\theta_2 - \beta_2)$$
 IV.16

$$f_{16} = (x_C - x_{Tx})(x_D - x_{Tx}) + (y_C - y_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + d_{T_xC}d_{T_xD}\cos(\beta_1 - \beta_2)$$
 IV.17

A ce stade de l'étude, le système à 10 inconnues comporte 16 fonctions à minimiser. Le nombre d'équations est bien supérieur au nombre d'inconnues, suffisant pour retrouver les coordonnées des points d'intérêt permettant de caractériser les trajets entre l'émetteur et le point de réception. La résolution de ce système d'équations non-linéaires à dix inconnues se fait à l'aide de méthodes de recherche du minimum d'une fonction non-linéaire multivariables.

Des essais préliminaires de résolution du système ont fait apparaître des problèmes de convergence justifiant la nécessité de trouver d'autres équations reliant les caractéristiques des rayons entre elles. Le raisonnement appliqué au point d'émission sur les produits vectoriels entre les rayons peut également être appliqué aux récepteurs, ce qui nous permet d'obtenir deux fonctions supplémentaires  $f_{17}$  et  $f_{18}$ :

$$\begin{cases} f_{17} = (x_A - x_{Rx_1})(x_B - x_{Rx_1}) + (y_A - y_{Rx_1})(y_B - y_{Rx_1}) + d_{Rx_1A}d_{Rx_1B}\cos(\alpha_1 - \alpha_2) & \text{IV.18} \\ f_{18} = (x_C - x_{Rx_2})(x_D - x_{Rx_2}) + (y_C - y_{Rx_2})(y_C - y_{Rx_2}) + d_{Rx_2C}d_{Rx_2D}\cos(\varphi_1 - \varphi_2) & \text{IV.19} \end{cases}$$

#### 2.2. Résolution du système d'équations

Dans l'implémentation du procédé, l'approche choisie consiste à résoudre numériquement le système à l'aide de l'*Optimization Toolbox* de *Matlab*. La méthode *fmincon* permet de minimiser une fonction non-linéaire et d'imposer une série de contraintes linéaires et non-linéaires sous forme d'égalités ou d'inégalités à la solution trouvée. La contrainte la plus importante imposée à la solution trouvée est, en toute logique, d'être située à l'intérieur de la zone d'intérêt. La fonction non-linéaire à minimiser sera constituée par la somme des carrés de chacune des fonctions du système et est donnée par:

$$f = \sum_{i=1}^{18} f_i^2$$
 IV.20

Une étape importante dans la résolution du système est de fixer la solution initiale. La méthode nécessite un point de départ  $x_0$  contenant une estimation initiale des coordonnées des points d'impact et du mobile:

$$\mathbf{x}_{0} = \begin{bmatrix} x_{A_{0}}, y_{A_{0}}, x_{B_{0}}, y_{B_{0}}, x_{C_{0}}, y_{C_{0}}, x_{D_{0}}, y_{D_{0}}, x_{Tx_{0}}, y_{Tx_{0}} \end{bmatrix}^{T}$$
 IV.21

En fonction de la DOA, on peut imposer des contraintes initiales aux points d'impact de se situer, par exemple, dans des régions limitées par les droites passant par  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$  avec un angle donné par les DOA. Les données d'entrée à fournir à la méthode numérique sont: la fonction (IV.20) à minimiser, la contrainte liée à la zone d'intérêt, une solution initiale (IV.21) et des paramètres spécifiques concernant la convergence et la méthode utilisée pour minimiser (IV.20).

Deux critères de convergence sont à distinguer. Le premier porte sur la convergence de la fonction *fmincon* et le deuxième critère concerne le nombre de réalisations des conditions initiales, et donc de l'algorithme de localisation, à prendre en compte pour atteindre la solution la plus probable.

*fmincon* convergera si le seuil fixé arbitrairement à f est atteint. Afin de trouver un compromis entre l'erreur introduite par la solution proposée dans le cas d'une convergence trop rapide vers un point rapproché du point réel et la « non-convergence » de la méthode, la valeur du seuil pour la fonction f doit être choisie avec précaution, on peut éventuellement s'aider d'une statistique des erreurs d'estimation des paramètres du canal utilisés dans le processus de localisation. A titre d'exemple, si on rentre les valeurs théoriques des paramètres du canal dans le système, la fonction convergera très vite pour un seuil fixé initialement à  $10^{-5}$ . En revanche, s'il s'agit de valeurs estimées ou approchées des paramètres, le critère de convergence devra être plus lâche et typiquement dans la suite, on choisira 1.

Les variables de sortie de la fonction *fmincon* permettent également d'analyser l'origine de certains problèmes de convergence, citons par exemple le dépassement par rapport à un seuil arbitraire du nombre de points  $\mathbf{x}$  lors du processus de minimisation de la fonction ou encore un symbole signifiant l'échec de *fmincon* à trouver une solution possible

au système. Toutes ces informations seront utilisées pour relancer, si nécessaire, la méthode avec une nouvelle solution initiale.

Si pour une solution initiale  $x_0$ , la méthode ne trouve pas de solution au système d'équations, un nombre maximal d'itérations peut être fixé et la méthode peut être exécutée en boucle pour différentes valeurs  $x_0$  en imposant des conditions extrinsèques sur sa convergence afin d'assurer une probabilité importante de convergence de l'algorithme.

Il existe une autre méthode permettant de résoudre un système d'équations nonlinéaires mais, cette méthode ne permet pas de limiter la solution  $\mathbf{x}$  obtenue à la zone d'intérêt, compliquant d'avantage l'implémentation.

## 2.3. Validation du procédé avec 2 récepteurs

Un modèle de tracé de rayon 2D est utilisé pour simuler la propagation dans une halle de sport vide de dimension 32 x 66 mètres. Cette pièce est représentée **Figure IV.3** sur laquelle sont mentionnés les deux récepteurs fixes et le mobile **Tx**. La fréquence porteuse des signaux transmis est de 5 GHz. A titre d'exemple, sur cette figure, nous avons illustré un canal LOS entre le mobile et le récepteur **Rx**<sub>1</sub> et un canal NLOS entre **Tx** et **Rx**<sub>2</sub>. Ce dernier scénario peut paraître irréaliste étant donné que la halle de sport est vide; le rayon direct a été en fait intentionnellement annulé pour simuler un canal NLOS et tester ainsi par la suite la robustesse de l'algorithme en présence de rayons ayant subi au plus une réflexion ou diffraction.



Figure IV.3: Halle de sport de dimension 32m x 66m. Configuration avec un canal LOS et un canal NLOS

La première étape consiste à valider la méthode en utilisant les valeurs exactes des paramètres des rayons incidents données par le tracé des rayons. Les récepteurs ont des coordonnées fixes et pour chaque position du mobile, nous avons conservé pour les signaux reçus par chaque récepteur, les deux premiers rayons reçus d'ordre 0 et 1, chaque canal étant en LOS. L'outil permet de connaître parfaitement les caractéristiques des signaux et les coordonnées des points d'interaction avec l'environnement. On peut ainsi comparer la position estimée du mobile avec la valeur exacte et en déduire l'erreur d'estimation ou de localisation.

Nous avons testé l'unicité de la solution du système d'équations non-linéaires sur l'ensemble de la surface en variant la position du Tx par pas de 1 mètre suivant les axes Ox et Oy, ce qui représente un ensemble de 2080 points.

La Figure IV.4 ci-dessous montre l'erreur de localisation sur l'ensemble de la surface. Le point de départ  $\mathbf{x}_0$  a été choisi *aléatoirement* à l'intérieur de la surface. Le code de couleur représente l'erreur de localisation et s'étend de 0 m à 50 m. Des erreurs localisées pouvant atteindre 50 m se produisent, par exemple au point P de coordonnées (62,19). Une analyse fine de ces résultats montre que dans ces cas particuliers, la solution n'est pas unique et le système converge vers une solution symétrique que l'on peut observer sur la Figure IV.5 où  $\mathbf{T}\mathbf{x}_{réel}$  est la position réelle du mobile,  $\mathbf{T}\mathbf{x}_{initial}$  est la position initiale dont les coordonnées ( $\mathbf{x}_{Tx0}$ ,  $\mathbf{y}_{Tx0}$ ) sont choisies aléatoirement et  $\mathbf{T}\mathbf{x}_{solution}$  correspond à la solution symétrique calculée par l'algorithme. Les rayons en bleus et rouges se rapportent aux rayons réels reliant  $\mathbf{T}\mathbf{x}_{réel}$  et respectivement  $\mathbf{R}\mathbf{x}_1$  et  $\mathbf{R}\mathbf{x}_2$ . les rayons en pointillés roses représentent les rayons issus de la solution initiale partant de  $\mathbf{T}\mathbf{x}_{initial}$  vers les deux récepteurs et enfin les rayons correspondants à la solution symétrique sont tracés en vert. On peut vérifier sur cette figure que les valeurs de TOA, DOA absolues et DOD relatives sont identiques pour les deux solutions.



Figure IV.4: Erreur de localisation d'un mobile dans une pièce à partir des valeurs théoriques des paramètres: 2 récepteurs Rx<sub>1</sub>(3,16) et Rx<sub>2</sub>(60,25)

On définit comme métrique, pour quantifier les performances des différentes méthodes entre elles,  $P_{e>1m}$ , la probabilité que l'erreur de localisation soit supérieure à 1 mètre sur toute la surface. Sans traitement spécifique sur les valeurs estimées, on obtient à partir des valeurs données dans la **Figure IV.4**,  $P_{e>1m} = 31.63\%$ .



Figure IV.5: Localisation d'un mobile dans une pièce dans le cas idéal. Mise en évidence d'une solution symétrique au point P

Après quelques essais, il apparaît que la convergence vers une solution unique du système dépend fortement de la solution initiale imposée au démarrage de l'algorithme de localisation. Afin d'éliminer l'ambiguïté liée à la solution symétrique et assurer une convergence rapide de l'algorithme de localisation, nous avons envisagé plusieurs méthodes pour fixer les valeurs de  $x_0$  que nous listons ci-après:

a. Solution initiale aléatoire à l'intérieur de la zone d'intérêt;

b. Solution initiale aléatoire pour les coordonnées des points d'impact, celles du **Tx** correspondent au centre de la zone d'intérêt;

c. Solution initiale aléatoire pour les coordonnées des points d'impact choisis aléatoirement dans les quadrants limités par les droites passant les récepteurs et de pentes les DOA, les coordonnées du **Tx** étant choisies aléatoirement à l'intérieur de la zone d'intérêt;

d. Solution initiale pour les coordonnées des points d'impact situés sur les droites passant par les récepteurs et de pente les DOA, le **Tx** étant placé au centre de la zone d'intérêt;

e. Solution initiale pour les coordonnées des points d'impact situés sur les droites passant par les récepteurs et de pentes les DOA et le **Tx** ayant des coordonnées aléatoires à l'intérieur de la zone d'intérêt.

Pour ces cinq propositions de solutions initiales, une étude statistique sur 100 réalisations est effectuée au point P qui présentait **Figure IV.5** une erreur de l'ordre de 50 mètres. Les **Figures IV.6 a-e** montrent les histogrammes des erreurs de localisation pour les différentes solutions initiales proposées. Plus particulièrement, la **Figure IV.6 c** associée à la solution initiale (c) montre que 70% des réalisations donnent une erreur proche de 0 m. Cette solution est retenue par la suite.



Figure 4.7 e: Solution initiale (e)

Intuitivement, les quatrième et cinquième solutions initiales proposées auraient dû mener à des coordonnées des points d'impact proches des points réels. A ce stade de l'étude, aucune explication ne permet de justifier que le nombre de solutions symétriques soit supérieur à celui obtenu avec la méthode (c).

En appliquant la méthode (c) pour la solution initiale et en choisissant la valeur la plus probable parmi 10 réalisations sur les coordonnées initiales, on recalcule l'erreur de localisation du mobile représentée dans la **Figure IV.7** par le code de couleur. Si on compare cette cartographie à celle de la **Figure IV.4**, on observe une nette diminution du nombre d'erreurs de localisation supérieures à 1 m. Dans cette configuration  $P_{e>1m} = 12.86\%$ . La solution la plus probable ne permet malheureusement pas d'éliminer toutes les ambiguïtés



Figure IV.7: Erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation à partir des valeurs théoriques des paramètres, solution la plus probable sur 10 réalisations

D'autres pistes ont été explorées pour diminuer  $P_{e>1m}$  et en particulier la méthode de « poursuite » qui consiste à suivre la trajectoire du mobile et à utiliser comme solution initiale **x**<sub>0</sub> la valeur du point obtenu précédemment. La première position du mobile ou point de départ est déterminée en prenant la valeur la plus probable sur 100 réalisations. La **Figure IV.8** ci-dessous montre le résultat de cette analyse sur une zone de 9 x 11 mètres.



Figure IV.8: Erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation à partir des valeurs théoriques des paramètres: la méthode de poursuite

L'approche permet de réduire de façon considérable les erreurs mais, pour les cas où un point estimé sur la trajectoire correspond à une solution symétrique, l'erreur est accumulée.

## 2.4. Optimisation du procédé

Une autre possibilité pour éliminer ces erreurs est d'ajouter des contraintes supplémentaires à la méthode de résolution du système en augmentant le nombre d'équations. L'exploitation des produits vectoriels des vecteurs centrés en **Tx** permet d'ajouter six équations supplémentaires et engendre les fonctions de  $f_{19}$  à  $f_{24}$  suivantes:

$$f_{19} = (x_A - x_{Tx})(y_B - y_{Tx}) + (x_B - x_{Tx})(y_A - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xB}\sin(\theta_1 - \theta_2)$$
 IV.22

$$f_{20} = (x_A - x_{Tx})(y_C - y_{Tx}) + (x_C - x_{Tx})(y_A - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xC}\sin(\theta_1 - \beta_1)$$
 IV.23

$$f_{21} = (x_A - x_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + (x_D - x_{Tx})(y_A - y_{Tx}) + d_{T_xA}d_{T_xD}\sin(\theta_1 - \beta_2)$$
 IV.24

$$f_{22} = (x_B - x_{Tx})(y_C - y_{Tx}) + (x_C - x_{Tx})(y_B - y_{Tx}) + d_{T_xB}d_{T_xC}\sin(\theta_2 - \beta_1)$$
 IV.25

$$f_{23} = (x_B - x_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + (x_D - x_{Tx})(y_B - y_{Tx}) + d_{T_xB}d_{T_xD}\sin(\theta_2 - \beta_2)$$
 IV.26

$$f_{24} = (x_C - x_{Tx})(y_D - y_{Tx}) + (x_D - x_{Tx})(y_C - y_{Tx}) + d_{T_xC}d_{T_xD}\sin(\beta_1 - \beta_2)$$
 IV.27

La même approche appliquée au niveau de chacun des récepteurs nous permet de retrouver deux équations supplémentaires:

$$\begin{cases} f_{25} = (x_A - x_{Rx_1})(y_B - y_{Rx_1}) + (x_B - x_{Rx_1})(y_A - y_{Rx_1}) + d_{Rx_1A}d_{Rx_1B}\sin(\alpha_1 - \alpha_2) & \text{IV.28} \\ f_{26} = (x_C - x_{Rx_2})(y_C - y_{Rx_2}) + (x_D - x_{Rx_2})(y_C - y_{Rx_2}) + d_{Rx_2C}d_{Rx_2D}\sin(\varphi_1 - \varphi_2) & \text{IV.29} \end{cases}$$

Les fonctions de distribution cumulatives complémentaires (CCDF) des erreurs de localisation, tracées sur la **Figure IV.7** en scénario LOS montrent que lorsque le système comporte 18 et 26 équations,  $P_{1m}$  vaut respectivement de 10% et 0.2% soit une diminution importante de la probabilité d'un facteur 50.



Figure IV.9: CCDF de l'erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation à partir des valeurs théoriques des paramètres en LOS en utilisant 2 récepteurs avec 18 et 26 équations

A notre connaissance, il n'existe pas dans la littérature, de méthodes de localisation en LOS utilisant seulement deux récepteurs et pouvant prétendre estimer, en théorie avec une connaissance parfaite des paramètres utilisés dans le procédé de localisation, à 95% la position d'un mobile avec une erreur inférieure à 0.03 m.

Le scénario NLOS est obtenu en sélectionnant le deuxième et le troisième rayon arrivant au niveau de chaque récepteur par ordre croissant des retards. Dans cette configuration, les simulations ont montré que 95% des erreurs sont inférieures à 1.3 m.

Pour obtenir une estimation plus précise et diminuer la probabilité d'erreur, un troisième récepteur a été ajouté. Le nouveau système comporte désormais cinquante-huit équations prenant en compte les positions connues des récepteurs et les paramètres des signaux reçus au niveau de chaque récepteur. Les valeurs exactes des paramètres sont fournies par l'outil de tracé de rayons. Les valeurs maximales des erreurs de localisation tracées sur les cartographies de la **Figure IV.10** sont respectivement pour les scénarios LOS et NLOS de 0.6 m et 0.4 m.



Figure IV.10: Erreur de localisation d'un mobile dans une pièce à l'aide de 3 récepteurs. Estimation idéale des paramètres et 3 récepteurs a) LOS b) NLOS

La **Figure IV.11** montre une comparaison de la CCDF de l'erreur sur l'ensemble des points étudiés en scénario LOS et NLOS.



Figure IV.11: CCDF de l'erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation idéale LOS/NLOS en utilisant 3 récepteurs - comparaison de la CCDF

Dans la littérature, les performances des différentes méthodes sont souvent exprimées en fonction de l'écart-type des erreurs ou pour une erreur correspondant à une probabilité de la CCDF de 5%. Une synthèse de l'ensemble des résultats obtenus est reprise dans le **Tableau IV-1**. Tout en étant conscient que l'algorithme de résolution d'équations non linéaires peutêtre optimisé, il n'en reste pas moins que les valeurs de ce tableau représentent les erreurs minimales que l'on peut espérer avec la méthode de localisation proposée. A ce stade de l'étude, il est difficile de comparer avec des valeurs issues de la littérature, la bande passante finie et le SNR n'étant pas pris en compte.

Nombre de récepteurs	2 Rx		3 Rx		
Scénario	LOS	NLOS	LOS	NLOS	
RMS Erreur	1.5 cm	0.40 m	0.4 cm	0.6 cm	
Erreur pour P=5%	3 cm	1.3 m	0.7 cm	1.8 cm	

Tableau IV-1: Synthèse des résultats des erreurs de localisation

Pour les deux configurations, les erreurs maximales d'estimation de la position sont de l'ordre de 1.8 m. Ces erreurs résiduelles dépendent de la valeur du seuil choisi pour f. Dans notre cas cette valeur a été fixée à 1 tout en utilisant les vrais paramètres des signaux, fait qui conduit à une convergence trop rapide dans le cas d'un point rapproché de la solution réelle. Une contrainte plus restrictive pourra être imposée à la valeur de la fonction mais, dans le cas où on utilise des valeurs estimées des paramètres, la convergence deviendra impossible. Dans ce cas idéal l'étude montre que l'erreur est éliminée si la contrainte est de l'ordre de  $10^{-5}$ .

## 2.5. Performances de la méthode en présence d'erreurs sur

#### l'estimation des paramètres

Dans ce paragraphe, une étude statistique est réalisée sur la précision de l'algorithme de haute résolution RIMAX à estimer les paramètres des rayons d'intérêt. Le procédé de localisation sera ensuite testé en introduisant des erreurs aux valeurs théoriques des paramètres.

#### 2.5.1. Estimation des TOA et DOA/DOD par l'algorithme RIMAX

Nous avons analysé la robustesse de la méthode en présence d'erreurs sur l'estimation des paramètres. Pour cela, les TOA, DOA et DOD pour 1500 points choisis aléatoirement dans la pièce ont été estimés à l'aide de RIMAX. Les réseaux d'antennes sur le mobile et au récepteur sont de dimension 3 x 3, représentant à la fréquence des WLAN à 5 GHz une surface de 144 cm<sup>2</sup>. Le PDP est déduit du simulateur de tracé de rayons pour l'élément central du réseau, l'hypothèse d'onde plane impliquant que le PDP pour les autres éléments peut-être déduit à l'aide du vecteur directeur du réseau. Un échantillonnage fréquentiel de 2 MHz permet d'obtenir pour la bande passante de 40 MHz, 20 points de fréquence. Le SNR à la réception est fixé à 20 dB. Le nombre maximum de réflexions dans le modèle est fixé à 3, les erreurs d'estimation n'étant calculées que sur les 3 rayons arrivant avec les TOA les plus faibles. Avant de présenter les résultats, soulignons que ces trois rayons sont effectivement des rayons d'ordre 0 et 1, ce qui valide l'hypothèse de départ de la méthode.

Sur l'ensemble des points calculés, l'algorithme RIMAX n'a pas pu estimer correctement le bon nombre de signaux pour 75 points. Par la suite, ces points sont éliminés des analyses statistiques. Nous avons aussi ajouté des critères de filtrage des signaux estimés car à cause du nombre important des trajets contribuant au modèle, des signaux "fantômes" apparaissent. Le filtrage consiste à éliminer tous les signaux qui se trouvent en dessous d'un seuil de puissance choisi mais aussi des signaux qui apparaissent plusieurs fois avec les mêmes paramètres.

Les histogrammes des **Figure IV.12 a** et **b** montrent respectivement les distributions des erreurs d'estimation de la TOA et de la DOA calculées pour les trois premiers rayons reçus.



Figure IV.12 a: Histogramme des erreurs d'estimation par RIMAX des TOA



Figure 4.12 b: Histogramme des erreurs d'estimation par RIMAX des DOA ou DOD

Ces histogrammes montrent que les erreurs d'estimation que ce soit pour la TOA ou la DOA/DOD sont moins importantes pour le rayon direct que pour les autres trajets. Cette observation avait été soulevée au chapitre précédent lors des études paramétriques en fonction

du facteur R. Quelque soit l'ordre du rayon, la distribution des erreurs peut se modéliser par une distribution normale centrée mais dont la variance dépend de l'ordre du rayon.

## **2.5.2.** Performance de la méthode en présence d'erreurs ajoutées sur l'estimation idéale des paramètres

La robustesse de l'algorithme va être testée dans des conditions plus drastiques où l'on va supposer que les erreurs sur les DOA/ DOD et TOA sont des variables aléatoires uniformément réparties respectivement dans l'intervalle  $[-2^\circ; +2^\circ]$  et [0; 3] nsec.

Pour la simulation, on considère un scénario LOS pour lequel à chaque point de mesure, les erreurs sont tirées aléatoirement dans les distributions précédentes puis ajoutées aux paramètres théoriques des rayons.

La sensibilité de l'algorithme est testée en considérant individuellement des variations sur la TOA puis sur les DOD et DOA et enfin simultanément sur les 3 paramètres. Les CCDF correspondantes sont tracées dans la **Figure IV.13** et montrent que 0.3 % des erreurs sont supérieures à 10 m et 1 m respectivement pour des erreurs sur les TOA et DOA/DOD traduisant une plus grande sensibilité du procédé aux erreurs d'estimation des TOA. Les conséquences pour une réalisation pratique du système sont importantes puisqu'il faudra s'assurer d'une part d'une parfaite synchronisation entre les récepteurs et d'autre part que la bande passante de la communication soit ajustée de telle façon à assurer une résolution temporelle suffisante lors de l'estimation des paramètres à l'aide des algorithmes de haute résolution.

En revanche, si on envisage des erreurs simultanées sur l'estimation des paramètres, il apparaît que 5% des erreurs de position sont supérieures à 0.9 m. Cette valeur est à comparer avec celle obtenue en scénario NLOS dont la CCDF est tracée sur la **Figure IV.14**. Si on envisage le même seuil que précédemment, 5% des points de mesures présentent une erreur supérieure à 2 m soit une dégradation sensible des performances.



Figure IV.13: CCDF de l'erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Scénario LOS avec 3 récepteurs - Influence des erreurs d'estimation des paramètres des rayons



Figure IV.14: CCDF de l'erreur de localisation d'un mobile dans une pièce. Scénarios LOS et NLOS avec 3 récepteurs- Influence des erreurs d'estimation des paramètres des rayons

### 3. Performance du système de localisation: scénario LOS

Les études précédentes ont permis de valider la méthode de localisation. Les performances du système de localisation doivent maintenant être analysées en considérant une communication dans une bande passante finie avec un SNR donné. Dans une première étude, les réseaux d'antennes de type URA sont de dimension 3 x 3 et l'estimation des paramètres est réalisée à l'aide de RIMAX.

### 3.1. Description de la simulation et validation des hypothèses

Une trajectoire est générée dans la halle de sport sur une distance de 200 mètres en modifiant à chaque point, séparés entre eux d'une distance de 2 mètres, la direction de déplacement de l'objet mobile.



Figure IV.15: Trajectoire LOS dans une halle de sport

Les signaux sont transmis dans une bande passante de 40 MHz, du bruit est ajouté à la réception afin d'obtenir un SNR de 20 dB. Pour chaque point de la trajectoire, l'outil de tracé de rayons nous donne une estimation du canal entre ce point et les récepteurs; le nombre d'interactions possibles avec l'environnement est fixé à 3, considérant que la plupart des rayons dominants font partie de cette catégorie.

La première étape consiste à valider l'hypothèse de base de la méthode concernant l'ordre d'incidence des deux premiers rayons reçus. Pour vérifier cette hypothèse, les rayons estimés par RIMAX sont triés par ordre croissant de leur temps d'arrivée et les deux premiers rayons estimés doivent être associés aux rayons réels calculés par la méthode de tracé des rayons. L'estimation de vraisemblance entre les paramètres théoriques des deux premiers rayons reçus notés avec l'indice *i* dans l'**équation IV.30** et l'ensemble des paramètres des rayons estimés par RIMAX peut se mettre sous la forme:

$$\min_{k} \left( \sum_{i=0}^{I} \left( \frac{\hat{t}_{k} - t_{i}}{t_{i}} \right)^{2} + \left( \frac{\hat{\theta}_{k}^{A} - \theta_{i}^{A}}{\theta_{i}^{A}} \right)^{2} + \left( \frac{\hat{\theta}_{k}^{D} - \theta_{i}^{D}}{\theta_{i}^{A}} \right)^{2} \right)$$
 IV.30

Pour chaque position du mobile, et chaque récepteur, des couples contenant l'ordre de réflexion sont obtenus. La **Figure IV.16** ci-dessous montre que sur l'ensemble des couples estimés par les récepteurs, dans 80% à 90% des cas, l'hypothèse de base est validée. Les cas restant sont principalement dus aux signaux "fantômes" introduits par l'algorithme RIMAX dans le processus d'estimation des paramètres. Remarquons que ces signaux ont néanmoins satisfait les critères de filtrage en termes de puissance et séparation des paramètres par rapport aux autres signaux estimés.

L'histogramme de la **Figure IV.16** montre le pourcentage de points pour lesquels l'hypothèse est vérifiée. Dans un premier temps, les résultats sont présentés par récepteur, et on note qu'en moyenne pour 85% des points de mesures, les deux premiers rayons estimés au niveau de chaque récepteur sont au plus d'ordre 1. Nous venons de vérifier l'hypothèse de base de la méthode mais il s'agit d'une hypothèse nécessaire mais pas suffisante car le procédé de localisation doit utiliser simultanément les signaux provenant au moins de deux récepteurs.



Figure IV.16: Statistiques des couples des rayons estimés pour la validation des hypothèses

A partir des résultats précédents, une analyse conjointe de l'ordre des rayons reçus est menée. Sur l'ensemble de la trajectoire, 100 trinômes, correspondant aux 100 positions du mobile, sont formés, leur valeur étant à 1 si l'hypothèse est validée ou 0 si elle ne l'est pas. On définit par  $Pr_{ij}$  la probabilité conjointe que l'hypothèse soit validée pour les récepteurs *i* et *j* simultanément et  $Pr_{123}$  celle correspondante aux cas de 3 récepteurs. Ces probabilités sont exprimées en pourcentage dans **Tableau IV-2**.

La probabilité  $\mathbf{Pr}_{\emptyset}$  qu'aucun des couples reçus ne satisfasse les hypothèses peut se calculer aisément par la relation:

$$Pr_{\varnothing} = 1 - (\sum_{i,j} \Pr_{ij} - 2 \Pr_{123})$$
 IV.31

Notons que pour prés de 7% des points de la trajectoire, la localisation du mobile ne sera pas possible. Cette valeur corrobore celle obtenue au paragraphe **2.5.1** sur l'estimation correcte du nombre de rayons par RIMAX.

	Pr <sub>123</sub>	<b>Pr</b> <sub>12</sub>	<b>Pr</b> <sub>13</sub>	Pr <sub>23</sub>	Prø
Pourcentage (%)	55,44	70,29	62,37	71,28	6,93

<b>Fableau IV-2: Probabilités</b>	s conjointes d	'estimation de	e 2 trajets d'	'ordres 0 et 1	l ou 1 et 1
-----------------------------------	----------------	----------------	----------------	----------------	-------------

L'étape suivante consiste à introduire les valeurs des paramètres dans l'algorithme de localisation. 20 solutions initiales ont été fixées aléatoirement selon la méthode décrite au paragraphe **2.3** qui permet de trouver un compromis entre la probabilité de convergence de la méthode et le temps de calcul nécessaire. Les quatre combinaisons possibles de récepteurs donnent quatre estimations de la position du mobile. La difficulté consiste à sélectionner la solution la plus proche de la position exacte.

L'idée est de s'appuyer sur les indices de convergence de l'algorithme de localisation. Les **Tableaux IV-3 a** et **b** ci-dessous montrent respectivement les erreurs de localisation et indices de convergence obtenus entre le cinquième et le quatorzième point de la trajectoire et ceci pour les différentes combinaisons de récepteurs. Au regard de ces tableaux, on note que les indices de convergence prennent essentiellement deux valeurs possibles: 1 ou 20 si l'algorithme n'a pas convergé, cette dernière valeur étant associée dans le **Tableau IV-3 a** à des erreurs de localisation importantes. La corrélation entre les indices de convergence et les erreurs est donc très élevée.

On peut également montrer que, si l'estimation n'est pas réalisable avec les trois récepteurs sur l'intégralité du parcours, dans 90% des positions au moins, un couple de récepteurs obtient une solution de localisation par convergence. Pour les 10% des cas restants, l'analyse montre que les paramètres obtenus suite à l'estimation avec RIMAX, ne satisfont pas les hypothèses, l'origine étant soit une mauvaise estimation de RIMAX soit il s'agit de rayons estimés d'ordre supérieur à 1.

Erreur localisation (mètres)				
Rx <sub>123</sub>	<b>R</b> x <sub>12</sub>	<b>R</b> x <sub>13</sub>	<b>R</b> x <sub>23</sub>	
0,462	0,049	0,881	0,515	
0,102	0,023	0,143	0,019	
4,873	0,105	5,404	18,375	
0,078	0,011	0,308	0,768	
22,06	9,961	7,513	39,107	
6,444	8,648	0,144	34,086	
10,02	0,354	10,113	42,209	
0,021	0,017	0,025	0,023	
0,022	0,022	0,036	0,094	
0,545	0,014	0,109	0,685	

Indices de convergence				
<b>R</b> x <sub>123</sub>	<b>R</b> x <sub>12</sub>	<b>R</b> x <sub>13</sub>	<b>R</b> x <sub>23</sub>	
1	1	1	1	
1	1	1	1	
20	1	20	20	
1	1	1	1	
20	20	20	20	
20	20	4	20	
20	2	20	20	
1	2	1	1	
1	1	1	1	
20	1	1	1	

 Tableau IV-3 a: Erreurs de localisation en fonction des combinaisons de récepteurs

Tableau IV-3 b: Indices de convergence associés

Pour illustrer ce point, les paramètres des rayons reçus et estimés à chaque récepteur sont tracés en fonction du temps sur la **Figure IV.17** et ceci pour une position du mobile pour laquelle l'indice de convergence est de 20 pour les 4 combinaisons de récepteurs. Les étoiles bleues et les ronds rouges correspondent respectivement aux valeurs exactes et estimées des paramètres. Si on se limite aux deux premiers signaux reçus, on observe qu'un rayon « fantôme » repéré avec un rond vert sur la figure est introduit au cours de l'estimation par RIMAX pour  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$ . Pour  $\mathbf{Rx_1}$ , l'erreur concerne la DOA et DOD alors que pour  $\mathbf{Rx_2}$ , il s'agit d'une erreur sur la TOA. La convergence de l'algorithme de localisation ne peut dans ce cas être atteinte.



Figure IV.17: Analyse d'un point de non-convergence: estimation des paramètres des signaux reçus par chaque récepteur

Pour sélectionner la solution la plus probable parmi les quatre positions déduites, nous avons défini une procédure basée sur la convergence de la méthode de localisation et la distance avec le point précédent de la trajectoire. L'origine de la trajectoire est le point  $p_0$  estimée par la solution la plus probable entre les solutions données par les couples  $p_{0_{123}}$ ,  $p_{0_{12}}$ ,  $p_{0_{13}}$ ,  $p_{0_{13}}$ ,  $p_{0_{13}}$ ,  $p_{0_{13}}$ ,  $p_{0_{13}}$ , pour lesquelles l'algorithme de localisation a convergé.

Soit  $p_k$  le point de coordonnées  $x_k$ ,  $y_k$  sur le parcours, nous allons sélectionner parmi toutes les solutions de localisation  $p_{k_{123}}$ ,  $p_{k_{12}}$ ,  $p_{k_{13}}$ ,  $p_{k_{23}}$  celles obtenues par convergence de la méthode. Pour chaque solution retenue, nous calculons la distance euclidienne définie par:

$$d_{k_{ab(c)}} = \sqrt{\left(x_{k_{ab(c)}} - x_{k-1}\right)^2 + \left(y_{k_{ab(c)}} - y_{k-1}\right)^2}, \text{ avec } ab(c) \in \{123, 12, 13, 23\}$$
 IV.32

entre le point concerné  $p_{k_{ab(c)}}$  et le point précédent sur la trajectoire noté  $p_{k-1}$ .

Une distance limite arbitraire  $d_{seuil}$  entre deux points est fixée à 2.5 m et la position du point  $p_k$  est déterminée par la relation suivante:

$$\min_{ab(c)} \left( \left| d_{kab(c)} < d_{seuil} \right| \right)$$
 IV.33

Dans le cas où cette condition n'est pas satisfaite ou si aucun des couples de réception ne présente pas de solution obtenue par la convergence de l'algorithme, le point courant n'est pas enregistré comme faisant partie de la trajectoire et  $d_{seuil}$  est doublée pour le point suivant.

La **Figure IV.18** ci-dessous montre la trajectoire exacte de l'objet mobile ainsi que le trajet estimé en utilisant la méthode proposée. Sur l'intégralité du parcours 10% des points ne sont pas estimés correctement, la méthode permet de les éliminer et de ne prendre en compte que les points proches de la trajectoire exacte.



Figure IV.18: Localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation à l'aide de RIMAX en scénario LOS en utilisant 3 récepteurs

Un groupe d'erreurs est observé lors d'un changement brusque de la direction de déplacement à proximité des parois. Des points supplémentaires séparés d'une distance de 0.4 m ont été introduits sur cette partie du parcours. Les trajectoires réelle et estimée sont

superposées sur la **Figure IV.19.** L'analyse montre que ce groupe d'erreur est lié à la configuration géométrique particulière dans cette zone, la trajectoire étant très proche des murs, l'estimation des paramètres par RIMAX est imprécise. Même si ces points particuliers ne sont pas détectés, la méthode permet néanmoins de rattraper la vraie trajectoire 2 m plus loin.



Figure IV.19 (a): zone d'analyse sur la trajectoire complète où de nombreuses erreurs apparaissent (b) agrandissement de cette zone

L'estimation de la même trajectoire a été effectuée en utilisant, pour l'estimation des paramètres, des réseaux d'antennes URA avec  $4 \ge 4$  éléments au niveau des récepteurs et en réduisant le nombre d'éléments de l'émetteur à  $2 \ge 2$ . La bande passante a également été réduite à 20 MHz, le reste des paramètres de la simulation n'étant pas modifié. Cette nouvelle approche n'est pas optimale puisqu'elle ne permet d'estimer que 60% des points sur la trajectoire soit une réduction d'environ 30%.



Figure IV.20: Localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation à l'aide de RIMAX en scénario LOS en utilisant 3 récepteurs. Rx: URA de 4 x 4, Tx: URA 2 x 2, BP: 20 MHz, SNR de 20 dB

#### 4. Localisation en scénario mixte LOS-NLOS

La même démarche que celle développée précédemment a été menée pour des environnements dans lesquels des scénarios LOS et NLOS existent. L'objectif est de regarder s'il est possible de généraliser l'utilisation de ce procédé de localisation à n'importe quel environnement. L'outil de simulation « WinProp » est utilisé pour simuler la propagation tout

d'abord dans une structure de type grand surface dans laquelle le déplacement d'un client, et donc du mobile, est canalisé dans des couloirs. Il s'agira dans la suite de l'environnement « labyrinthe ». Une configuration de type bureaux est ensuite envisagée, dont les 25 pièces sont réparties sur une surface de 400 m<sup>2</sup>. Deux couloirs de 25 m de long ainsi que 4 traverses permettent l'accès aux différentes pièces vides de fournitures, seuls les murs et les portes sont conservés.

## 4.1. Le paramétrage du simulateur de propagation

Le **Tableau IV-4** donne une synthèse des propriétés électriques des matériaux utilisés lors de la simulation pour ces environnements dont les murs porteurs sont en béton, les murs de séparation en briques et les portes en bois. La fréquence de travail est fixée à 5 GHz et les antennes utilisées dans les réseaux sont isotropes.

Atténuation	Béton	Briques	Nombre total interactions
Diffraction	Min: 12 dB	Min: 11 dB	- 2 diffractions max
	Max: 35 dB	Max: 18 dB	- 2 réflexions max
Réflexion	7.51 dB	9.52 dB	- 4 interactions au total
Transmission	27.66 dB	7.39 dB	

Tableau IV-4: Paramètres de l'outil de tracé des rayons

Ce logiciel permet de déterminer la couverture radioélectrique de la zone d'intérêt et de suivre le tracé des rayons. Un fichier contenant tous les paramètres de chaque rayon ainsi que leurs différentes interactions durant le parcours est donné sous forme de texte. L'exploitation pour notre application est donc très lourde à mettre en œuvre puisqu'il faut distinguer dans ce fichier texte, les rayons dont les TOA sont les plus faibles et d'extraire leur ordre en ne considérant pas les transmissions comme une interaction.

## 4.2. Environnement de type « labyrinthe »

L'objet mobile se déplace dans cet environnement sur une trajectoire constituée de 177 points. Pour rendre les résultats statistiques plus proches de la réalité, un test sur les amplitudes des rayons est introduit et consiste à ne prendre en compte que les rayons reçus dont les amplitudes sont atténuées de moins de 20 dB par rapport à l'amplitude maximale. Un exemple de couverture radioélectrique est donnée **Figure IV.21**. La trajectoire suivie par l'objet mobile est indiquée par les flèches noires.



Figure IV.21: Couverture radioélectrique du récepteur Rx1

Le récepteur  $\mathbf{Rx_1}$  joue ici pour la couverture radio le rôle d'émetteur, la puissance reçue est associée au code de couleur. Cette cartographie met en évidence des effets de guide prés de  $\mathbf{Rx_1}$ . Compte tenu du seuil de 20 dB fixé pour l'estimation des trajets, la surface couverte par  $\mathbf{Rx_1}$  représente à peu prés un tiers de la surface totale à couvrir. Par conséquent, on peut s'attendre à un rôle relativement faible de  $\mathbf{Rx_1}$  dans l'estimation des positions du mobile sur la zone d'intérêt. Le deuxième et respectivement troisième récepteur couvrent chacun environ deux tiers de la surface.



Figure IV.22: Couverture radioélectrique du récepteur Rx<sub>2</sub>

La configuration choisie se montre être très sévère. L'effet de guide induit par la position de  $\mathbf{R}\mathbf{x}_1$  implique des DOA et DOD concentrées sur une partie importante de la trajectoire. De plus, deux obstacles s'interposent entre  $\mathbf{R}\mathbf{x}_2$ ,  $\mathbf{R}\mathbf{x}_3$  et l'émetteur.


Figure IV.23: Couverture radioélectrique du récepteur Rx<sub>3</sub>

L'histogramme de la **Figure IV.24** montre les pourcentages d'obtenir des interactions de type (0,1), (1,1) et les autres cas qui ne valident pas les hypothèses. Les résultats de cette statistique montrent que pour le récepteur **R** $x_1$ , le pourcentage de points, pour lesquels l'hypothèse n'est pas validée, est supérieur à 30%. Cette analyse confirme le fait que **R** $x_1$  est mal positionné. Cette représentation est complémentaire à la couverture radioélectrique et peut être utilisée pour optimiser la position des récepteurs au sein de l'environnement.



Figure IV.24: Histogramme des ordres d'interaction des deux premiers rayons reçus.

Dans le **Tableau IV-5** résumant les probabilités conjointes pour chaque couple de récepteurs, on peut montrer que le critère est satisfait sur quasiment l'intégralité de la trajectoire. Les probabilités conjointes mettant en jeux  $\mathbf{Rx_1}$  sont comme on pouvait s'y attendre, plus faibles. Notons que le nombre de points pour lesquels l'hypothèse du procédé n'est pas validée n'est que de 2.3%

	$\mathbf{R} x_1 \And \mathbf{R} x_2 \And \mathbf{R} x_3$	<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>2</sub>	Rx1 & Rx3	Rx <sub>2</sub> & Rx <sub>3</sub>	Aucun couple
Pourcentage (%)	50,9	54,2	63,8	81,4	2,3

Tableau IV-5: Probabilité conjointe d'estimation simultanée de deux trajets d'ordre d'interaction  $\leq 1$ 

Sur la **Figure IV.25**, chaque point de la courbe bleue correspond à un point de la trajectoire du mobile, la courbe rouge étant associée à la trajectoire obtenue en utilisant le critère de sélection de la trajectoire. Cette trajectoire représente en quelque sorte le parcours le plus proche de la trajectoire réelle que l'on puisse obtenir car les valeurs des paramètres ont été données par le simulateur. Sur les 177 points, 5 n'ont pu être estimés et n'apparaissent donc pas sur cette courbe.



Figure IV.25: Localisation d'un mobile dans une pièce. Estimation mixte LOS/NLOS. Courbe bleue pour la trajectoire réelle, courbe rouge paramètres idéaux puis sélection de trajectoire.

On peut comparer l'ensemble de ces résultats à ceux estimés à l'aide de RIMAX et représentés sur la **Figure IV.26**. Sur les 177 points initiaux que compte la trajectoire, seuls 124 ont pu être correctement estimés. Nous savons d'ores et déjà que 5 points ne remplissent pas l'hypothèse de base, la position de  $\mathbf{Rx_1}$  peut en être la cause. Suite à une analyse fine des résultats, il apparaît que 17 points sur les 172 restants n'ont pas été correctement estimés par RIMAX, les deux premiers rayons extraits sont en fait des « fantômes » arrivant avec des temps plus courts que le rayon direct. Dans le paragraphe **2.5.1**, nous avions souligné que dans 95 % des cas, RIMAX pouvait estimer correctement le bon nombre de signaux ; il s'agissait d'une estimation dans de scénarios LOS. Dans le cas présent et lorsque le mobile est en NLOS vis-à-vis des trois récepteurs, les rayons transmis à travers les murs sont du même ordre de grandeur que ceux ayant subi une interaction, on relève ainsi un pourcentage de bonne détection par RIMAX de 90%.



Figure IV.26: localisation d'un mobile en scénario mixte LOS/NLOS Courbe bleue pour la trajectoire réelle, courbe rouge avec estimation des paramètres par RIMAX et sélection de la trajectoire

Les CCDF tracées **Figure IV.28** nous permettent de quantifier toutes ces analyses dans les trois configurations suivantes:

➤ La trajectoire la plus proche donnée par la sélection d'une position parmi les quatre calculées pour laquelle l'erreur par rapport à la position vraie est minimale.

➤ La trajectoire avec les vrais paramètres des signaux fournis par WinProp dans l'algorithme de localisation et sélection de la solution la plus probable.

➢ La trajectoire avec estimation des paramètres par RIMAX et sélection de la solution la plus probable.

Dans 95% des cas, avec une estimation idéale des paramètres, l'erreur de localisation, pour la trajectoire la plus proche et celle plus probable est inférieure respectivement à 1.1 m et 2 m. Si les paramètres des signaux sont estimés au préalable avec RIMAX, l'erreur est de l'ordre de 2.7 mètres. Notons que l'erreur quadratique moyenne (RMS) est de 23 cm et 46 cm respectivement pour la trajectoire la plus proche et celle obtenue par sélection.



Figure IV.27: CCDF de l'erreur de localisation d'un mobile en environnement mixte LOS/NLOS

# 4.3. Environnements de type « bureaux »4.3.1. Localisation avec 3 récepteurs

Pour la simulation, nous avons limité le nombre de réflexions et diffractions à 2, le nombre de transmissions n'étant pas limité, pour un nombre maximum d'interactions d'un rayon de 4. Le calcul est effectué tous les mètres dans les deux dimensions. Dans cette étude, il s'agit de vérifier la validité des hypothèses sur la nature des deux premiers rayons.

La **Figure IV.28** montre la couverture radioélectrique pour le récepteur  $\mathbf{Rx_1}$  en fonction de la position du mobile. Pour tracer cette figure, le récepteur tient le rôle d'émetteur et réciproquement. La puissance reçue est associée à un code des couleurs. Cette représentation met nettement en évidence l'effet de guide des couloirs ainsi qu'une atténuation importante du signal dans la zone opposée à  $\mathbf{Rx_1}$  située en bas à droite de la figure.



Figure IV.28: Couverture radioélectrique de l'environnement de type bureaux pour un récepteur fixe et un émetteur mobile

La cartographie de la **Figure IV.29** représente la validité ou non de l'hypothèse sur l'ordre des rayons par au moins deux récepteurs, les probabilités conjointes étant résumées dans le **Tableau IV-6**. On peut noter que, pour 60% des positions, l'hypothèse n'est pas respectée.



Figure IV.29: Validation des hypothèses dans l'environnement de type bureaux avec 3 Rx

Un choix judicieux non seulement des positions mais également du nombre de récepteurs est nécessaire. Suite aux observations faites sur la cartographie de la Figure IV.29,

une solution consiste à placer les récepteurs aux intersections des couloirs, un quatrième récepteur a ainsi été nécessaire pour assurer sur toute la zone, une réception du signal par au minimum deux récepteurs.

	$\mathbf{R} x_1 \And \mathbf{R} x_2 \And \mathbf{R} x_3$	<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>2</sub>	<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>3</sub>	Rx <sub>2</sub> & Rx <sub>3</sub>	Aucun couple
Pourcentage (%)	3	17,75	13,25	14,25	60,75

 Tableau IV-6: Probabilité conjointe d'estimation de deux rayons d'ordre 0 ou 1 en environnement bureau avec 3 Rx

#### 4.3.2. Localisation avec 4 récepteurs

Pour avoir des meilleures statistiques, le pas entre les positions du point de transmission est de 0.25 m, soit une multiplication par 4 du nombre de points pris en compte. Les résultats de la **Figure IV.30** et du **Tableau IV-7** montrent que pour 0.3% de points, les hypothèses ne sont pas vérifiées. Les probabilités conjointes sont toutes du même ordre de grandeur traduisant une bonne implémentation géographique des récepteurs. La présence d'un récepteur supplémentaire permet de couvrir entièrement la zone d'intérêt.



Figure IV.30: Validation des hypothèses dans l'environnement de type bureaux avec 4 Rx

Couple	Pourcentage (%)
$\mathbf{R}\mathbf{x}_1 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_2$	47.78
<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>3</sub>	30.67
Rx <sub>1</sub> & Rx <sub>4</sub>	42.63
Rx <sub>2</sub> & Rx <sub>3</sub>	43.06
Rx <sub>2</sub> & Rx <sub>4</sub>	47.73
Rx <sub>3</sub> & Rx <sub>4</sub>	47.66
$\mathbf{R}\mathbf{x}_1 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_2 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_3$	24.64
$\mathbf{R}\mathbf{x}_1 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_2 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_4$	25.20
$\mathbf{R}\mathbf{x}_1 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_3 \& \mathbf{R}\mathbf{x}_4$	23.50
$\mathbf{Rx}_2 \& \mathbf{Rx}_3 \& \mathbf{Rx}_4$	25.66
Aucun couple	0.3

Tableau IV-7: Probabilité conjointe d'estimation de deux rayons d'ordre 0 ou 1 en environnement bureau avec 4 Rx

Les fonctions cumulatives des erreurs sont présentées dans les **Figures IV.31** et **IV.32** pour des valeurs des paramètres exactes et respectivement estimées par RIMAX. Si sur la **Figure IV.32** les erreurs minimales sont inférieures à 2 m à 95%, les erreurs avec la méthode de sélection de la position sont inférieures à 20 m. L'erreur RMS est de 6 cm et 425 cm respectivement pour la trajectoire la plus proche et la trajectoire obtenue par sélection. Une optimisation du procédé de sélection avec 4 récepteurs et pour le cas d'une couverture en surface devient indispensable.



Figure IV.31: Localisation avec 4 Rx en utilisant les vrais paramètres des trajets



Figure IV.32: Localisation avec 4 Rx avec estimation préalable des paramètres des signaux

### 5. Localisation en scénario LOS dans un environnement réel

Les mesures large bande effectuées dans la halle de sport vont être exploitées pour évaluer « expérimentalement » l'efficacité du procédé de localisation. Rappelons que le canal était stationnaire au moment des mesures. Deux récepteurs notés  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$  sur la **Figure IV.27**, sont distants de 17 m du mobile à localiser, les deux scénarios de communication étant en LOS.

La bande passante de 37.5 MHz est échantillonnée sur 41 points avec une résolution fréquentielle de 937.5 kHz. Des réseaux d'antennes de taille 10 x 4 à l'émission et à la réception ont été utilisés pour les mesures large bande. Nous nous limitons pour notre application à des réseaux de taille 4 x 4 sélectionnés au centre des réseaux 10 x 4.



Figure IV.33: Configuration des mesures MIMO dans la halle de sport

Dans cette exploitation des résultats expérimentaux, nous nous limitons dans une première approche à l'utilisation de SAGE 3D. Les **Figures IV.34 a** et **b** montrent les profils de puissance retard sur 500 MHz et 37.5 MHz de bande respectivement pour  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$ . A ces courbes, les retards et amplitudes des trajets estimés par SAGE ont été superposés. Les rayons estimés les plus importants pour notre application se concentrent dans les premiers trajets observés aux alentours de 500 ns.



Figure IV.34 a: PDP du Rx1Figure 4.32b: PDP du Rx2Rouge: estimation SAGE 3D, Bleu RI avec BP = 500 MHz, Vert: RI avec BP = 37.5MHz

De même, les résultats d'estimation des paramètres angulaires, tracés sur les **Figures IV.35** et **IV.36** respectivement pour  $\mathbf{Rx_1}$  et  $\mathbf{Rx_2}$  montrent une bonne concordance pour le trajet direct pour lequel on connaît approximativement les directions de départ et d'arrivée. Sur ces figures, les ordres d'arrivée en fonction des retards des rayons sont également notés.



Figure IV.35: Les directions de départ (Tx) et d'arrivée (Rx1) obtenues avec l'algorithme SAGE 3D



Figure IV.36: Les directions de départ (Tx) et d'arrivée (Rx2) obtenues avec l'algorithme SAGE 3D

Les signaux estimés sont classés en fonction des retards et les paramètres des deux premiers rayons arrivant au niveau de chaque récepteur sont utilisés dans le procédé de localisation. La **Figure IV.37** ci-dessous montre la représentation des directions d'arrivée et de départ dans l'environnement pour les deux configurations utilisées pour la localisation.



Figure IV.37: Résultats de l'estimation des paramètres à l'aide de l'algorithme SAGE 3D pour les deux points utilisés dans le procédé de localisation et résultat de la localisation

La solution de localisation est obtenue par convergence avec la première solution initiale proposée. L'erreur d'estimation de la position dans ce cas et de l'ordre de 1,65 mètres. Il faut cependant remarquer que la mesure de la position des points de réception et d'émission n'a pas été effectuée avec une grande précision.

La même approche utilisant d'autres couples sur l'ensemble des 4 récepteurs, montre que pour trois couples parmi les six possibles, le procédé de localisation converge et permet de retrouver une position proche de la position réelle de l'émetteur. Dans tous les cas, l'erreur se situe entre 1 m et 2 m.

### 6. Conclusion

La localisation précise d'un mobile en milieu confiné en présence de trajets multiples fait partie des challenges actuels auxquels nous avons souhaité apporter des solutions. Nous avons ainsi développé une solution basée sur l'utilisation de réseaux d'antennes au mobile et aux récepteurs associés à un algorithme de résolution de problèmes inverses ou de haute résolution.

Dans ce chapitre, nous avons décrit les aspects théoriques du procédé de localisation qui ont été par la suite illustrés de quelques exemples. Un soin particulier a été apporté à l'interprétation des résultats obtenus, ce qui nous a conduit à des étapes d'optimisation méthodiques pour faire face aux difficultés rencontrées. Les résultats des simulations dans deux environnements typiques, associant des scénarios LOS et NLOS, ont montré qu'en théorie et pour 95% des positions, il est possible avec trois récepteurs de localiser un mobile avec une erreur inférieure à 1 m. Ces valeurs se dégradent sensiblement si l'estimation des paramètres des canaux est réalisée avec un algorithme de haute résolution tel que RIMAX. Soulignons que, lorsque 4 récepteurs sont utilisés, le procédé de sélection de la position doit être optimisé, il peut par exemple être basé sur l'exploitation de l'amplitude des signaux reçus.

Dans la fin de ce chapitre, nous avons brièvement abordé l'aspect expérimental en considérant un scénario LOS avec deux récepteurs et une bande passante de 37.5 MHz; dans ce cas, l'erreur sur l'estimation de la position du mobile est de l'ordre de 1.65m. Soulignons que cette erreur intègre également l'incertitude sur la mesure exacte de la position du mobile. Ce résultat est donc très encourageant et doit être validé pour d'autres configurations.

# Chapitre V - Déploiement d'un réseau sans fil et localisation dans un environnement de type zone d'échanges multimodale

Dans le cadre du projet VIATIC, un des objectifs est d'offrir un service d'information et d'accompagnement destiné aux usagers des transports en commun, il doit être accessible par une multiplicité de terminaux de communication. Le service est disponible tout au long du parcours de l'usager: à partir de son domicile via le pôle d'échanges puis à bord des divers modes de transport empruntés.

Pour assurer cet objectif d'accès aux informations à haut débit dans les différentes zones d'échanges, une infrastructure radio a été déployée en fonction des besoins liés aux plateformes d'échange des systèmes de transport. Le sous projet VIATIC/télécom consiste donc à fournir des moyens de communication à deux types d'équipements distribuant de l'information:

Serveurs fixes localisés dans des lieux gares/stations de métro à Lille ;

Terminaux portables en mode Wi-Fi ;

Une des finalités de ce projet est de proposer une connexion permanente à haut débit à tous ces équipements, quelque soit leur localisation et leur déplacement.

La technologie WiMax alliée à la technologie Wi-Fi, devraient permettre, après une étude des caractéristiques radio, de s'adapter aux différents contextes de connexion: milieux ouverts et milieux confinés.

Les informations spécifiques du projet VIATIC seront disponibles au travers de bornes interactives (au nombre de 5) situées en divers endroits couvertes par les ondes de type WiMax ou Wi-Fi et seront reconduites en mode Wi-Fi pour assurer une transmission des données interactives sur des terminaux personnels communicants compatibles Wi-Fi.

Un autre volet qui a trait à ce sous projet télécom concerne l'aide aux voyageurs dans ses déplacements dans les zones d'échanges, typiquement celle de la station de métro de la gare Lille Flandres. Toute la difficulté réside dans la localisation précise du voyageur dans cet environnement à trajets multiples non stationnaire et où le rayon direct est souvent masqué.

Dans le cadre du projet VIATIC, une tâche affectée au groupe TELICE de l'IEMN concerne la caractérisation du canal de propagation dans la zone d'échanges faisant le lien entre une station de Métro, la gare, les stations de bus et tramway et les sorties afférentes, l'objectif étant d'optimiser le déploiement des bornes d'accès à un réseau sans-fil local de type Wi-Fi et d'étudier la possibilité de proposer un service de localisation.

La première partie de ce chapitre est consacrée au déploiement d'un réseau sans fil, de ce fait, une caractérisation bande étroite du canal est décrite afin d'optimiser la position des bornes Wi-Fi et de déterminer les zones de couverture. La mesure en bande étroite n'est généralement pas suffisante pour prédire la qualité de la liaison car les réflexions multiples vont jouer un rôle important, notamment dans les milieux confinés comme les gares. Dans une deuxième partie, nous décrivons brièvement les résultats de l'analyse large bande. Dans

la dernière partie de ce chapitre, une étude théorique est proposée pour valider notre procédé de localisation dans cet environnement.

# Déploiement d'un réseau sans-fil dans la zone d'échanges Description de la configuration

Si on reprend le contexte général du projet, il s'agit de couvrir sans interruption de communication deux types d'environnement schématisés sur la **Figure V.1**: la zone extérieure entre la gare Lille Europe et l'entrée de la zone d'échanges (ZE), notée sur la figure « sous sol Transpole » (entre les bornes B et A<sub>1</sub>), puis la couverture de ZE (Bornes A<sub>2</sub>, C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>). Pour éviter d'implanter des câbles, la solution qui a été étudiée consiste à utiliser une borne « relais » déportée, située à l'entrée de la partie en sous sol. Une liaison filaire de courte distance relierait cette borne (A<sub>2</sub>) à l'autre borne relais située à l'extérieur (A<sub>1</sub>). Un canal dédié à 5 GHz permettrait la communication entre les bornes Wi-Fi (C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>), (A<sub>2</sub>, C<sub>1</sub>) et (B et A<sub>1</sub>). La couverture Wi-Fi au niveau de l'usager est assurée dans la bande des 2 GHz par C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> en ce qui concerne la zone ZE.

Pour rester cohérent avec le contexte de cette thèse qui ne concerne que les environnements confinés, nous ne décrirons que les expérimentations effectuées dans la zone d'échange. De nombreuses campagnes de mesures de jour comme de nuit ont été menées afin d'étudier non seulement la couverture radio mais également d'analyser la stationnarité du canal en période de forte activité.

Dans une première étape, la cartographie du champ reçu a été menée successivement pour deux positions des bornes d'émission en  $C_1$  puis en  $C_2$ . Les antennes d'émission et de réception sont identiques. Il s'agit d'antennes biconiques dont la bande passante indiquée par le constructeur s'étend de 2 GHz à 10 GHz. Pour éviter tout problème de Compatibilité Electromagnétique entre notre système de mesures et l'environnement (interférence avec le réseau Wi-Fi existant, par exemple), l'émission s'est faite sur une porteuse pure à une fréquence soit de 2.8 GHz soit de 5.1 GHz. Ces fréquences ont été choisies après avoir vérifié qu'aucun signal détectable avec nos appareils de mesures n'existait au voisinage immédiat de ces fréquences.

Toutes les puissances d'émission ont été normalisées pour obtenir une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de 20 dBm à 2.8 GHz et 30 dBm à 5.1 GHz. Les pertes dans le câble d'alimentation, le gain des antennes aux fréquences envisagées ont donc été prises en compte.

Pour effectuer une cartographie du champ dans l'espace envisagé, il faut enregistrer l'amplitude du champ reçu en fonction de la position de l'antenne de réception. Pour cela, un système d'acquisition et de traitement préliminaire, décrit dans **[STE07]**, a été mis au point. Les divers appareils de mesures et d'enregistrement sont placés sur une table roulante dont une des roues envoie des ordres d'acquisition en fonction du pas d'échantillonnage spatial souhaité.



Figure V.1: Synoptique des différentes liaisons prévues

La deuxième étape des essais concerne la propagation du signal à 5 GHz (ou éventuellement 2.8 GHz) de la borne se trouvant à l'entrée de la partie en sous sol ( $A_2$ ) vers l'ensemble de la zone "Transpole" et plus particulièrement au voisinage de l'emplacement prévu pour la première borne Wi-Fi ( $C_1$ ). Une cartographie aux 2 fréquences a été effectuée.

Pour l'ensemble des mesures effectuées à 2.8 GHz et 5 GHz, l'antenne d'émission fixe placée au sous sol de la zone « Transpole » est située à environ 50 cm du plafond. La hauteur de l'antenne de réception mobile a été choisie égale à 1.60 m pour correspondre à la hauteur moyenne d'un terminal. Pour les mesures à l'aide de l'analyseur du spectre les paramètres suivants ont été fixés: RBW = 3 kHz, Span = 50 kHz. Dans ce cas, le niveau de bruit se situe à -99 dBm.

### 1.2. Couverture de la zone "Transpole" en Wi-Fi

La première série de mesures a permis la réalisation de la cartographie de la puissance reçue dans la zone "Transpole" et l'identification du meilleur emplacement de l'antenne d'émission.

Dans cette première série de mesures faites dans la zone "Transpole", le récepteur était un analyseur de spectre. Même en optimisant ses divers paramètres, le temps d'acquisition et de stockage est relativement long, de l'ordre de 50 ms. Comme, dans le domaine temporel, l'échantillonnage doit se faire avec un pas supérieur à ce temps d'acquisition, on se trouve vite confronté à un problème de très faible vitesse de déplacement de la table. De manière à assurer le meilleur compromis possible entre une densité de points de mesures important et une durée "raisonnable" des essais, le pas d'échantillonnage spatial choisi était de 10 cm.

La table fut déplacée sur l'ensemble de la zone en effectuant des passages successifs suivant des parcours rectilignes parallèles entre eux et décalés les uns par rapport aux autres. Afin d'obtenir un gain de temps, deux antennes, distantes de 70 cm, furent installées sur la table roulante. Ces antennes étant reliées à l'analyseur de spectre par un commutateur et l'ensemble étant géré par un ordinateur, cela a permis de faire deux acquisitions différentes pour une même position de la table. Les données ont été interpolées puis une moyenne glissante sur trois points a été effectuée afin de lisser les points de mesure et permettre une meilleure représentation de la cartographie du champ.

Les **Figures V.2** à **V.4** représentent le plan de la zone Transpole avec des indications concernant les différents emplacements de l'antenne d'émission ainsi que les photos des emplacements de l'antenne d'émission.



Figure V.2: Plan de la zone d'échanges multimodale ou zone « Transpole »



Figure V.3: Vue du couloir principal de la zone d'échanges multimodale ou zone « Transpole »



Figure V.4: Emplacement des antennes d'émission Wi-Fi en C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub>

Les résultats obtenus à partir d'une émission au point  $C_1$  sont donnés sur les **Figures V.5** et **V.6**. Sur la **Figure V.5**, la puissance reçue a été représentée grâce à un spectre continu de couleurs. Sur **Figure V.6**, par contre, les puissances reçues P, donc le code de couleur, ont été subdivisées par tranches de 5 dBm entre - 65 dBm et - 85 dBm. Cette division par pas de puissance est étroitement associée à des seuils de performances des systèmes Wi-Fi usuels.



Figure V.5: Cartographie de la puissance reçue (dBm) pour le premier emplacement de l'antenne: Emission Point C<sub>1</sub>, 2 GHz, 20 dBm



Figure V.6: Cartographie de la puissance reçue (dBm) pour le premier emplacement de l'antenne: Point C<sub>1</sub> Puissance discrétisée par pas de 5 dBm

De même, les Figures V.7 et V.8 représentent les cartographies lorsque le point d'émission est en  $C_2$ .



Figure V.7: Cartographie de la puissance reçue (dBm) pour le deuxième emplacement de l'antenne: Point C<sub>2</sub> (Puissance discrétisée par pas de 5 dBm)



Figure V.8: Cartographie de la puissance reçue (dBm) pour le deuxième emplacement de l'antenne: Point C<sub>2</sub>

L'examen de ces figures montre qu'une balise Wi-Fi positionnée en  $C_1$  couvre toute la zone centrale et une grande partie des deux sorties vers la gare de Lille Flandres et vers la rue des Canonniers. Par contre, pour assurer une liaison vers l'accès aux tramways et la sortie EuraLille, la deuxième borne  $C_2$  est nécessaire.

On remarque de plus qu'il y a un recouvrement important des zones couvertes par  $C_1$  et  $C_2$  ce qui nous conduit à décaler la borne  $C_1$  vers "La Boulangerie" et "Sortie Gare Lille Flandres" de manière à ce qu'elle soit mieux positionnée pour capter les émissions en provenance de la borne relais  $A_2$  5 GHz (ou éventuellement 2 GHz) située à la sortie place de la Gare. Cette nouvelle position  $C_{1bis}$  a été retenue pour l'étude de la liaison inter bornes  $A_2$  -  $C_{1bis}$  décrite dans le paragraphe suivant.

# **1.3. Echanges de données entre la zone sous sol "Transpole" et la "surface"**

Nous envisageons le cas d'une borne mixte 5 GHz - Wi-Fi 2 GHz, installée au point A<sub>1</sub>. Sa fonction première est d'assurer la liaison avec le point d'accès Internet de WaLan à 5 GHz et d'arroser en Wi-Fi la zone située sur la Place de la Gare Lille Flandres.

Cette borne étant complètement en "extérieur", la pénétration du champ vers la zone sous sol "Transpole" risque d'être très faible ne permettant donc pas d'assurer une liaison haut débit avec la borne Wi-Fi C<sub>1bis</sub> (sous sol). Une première solution est de réaliser une liaison filaire entre les points  $A_1$  et  $C_{1bis}$ , ce qui nécessiterait de tirer des câbles dans le plafond de la zone "Transpole". Pour éviter une telle installation, l'autre solution est de placer une borne relais  $A_2$  à 5 GHz (éventuellement 2 GHz) dans la descente tapis roulant-escalier. Les deux bornes  $A_1$  et  $A_2$  pourraient être reliées par un câble sans problème car d'une part la distance les séparant est faible, de l'ordre de 5 m et que, d'autre part, l'environnement devrait s'y prêter.

La **Figure V.9** montre l'emplacement possible de la borne  $A_2$  qui serait connecté à la borne  $A_1$  pouvant se situer au sommet d'un mat.



Figure V.9: Emplacement de l'antenne relais A<sub>2</sub> qui assurerait la liaison avec la borne C<sub>1bis</sub> en sous sol (zone Transpole).

La **Figure V.10** représente la cartographie de la puissance reçue pour une fréquence de 5 GHz, dans une zone située autour de la position retenue pour la balise  $C_{1bis}$ . La **Figure V.11** a été tracée en discrétisant la puissance par pas de 5 dBm. Dans ce cas la puissance rayonnée est de 30 dBm PIRE.



Figure V.10: Cartographie de la puissance reçue (dBm) pénétration à 5 GHz, emission en A2



Figure V.11: Pénétration à 5 GHz – Puissance discrétisée par pas de 5 dBm

Les **Figures V.12** et **V.13** ont été obtenues dans les mêmes conditions mais pour une fréquence de 2 GHz et une puissance PIRE de 20 dBm.



Figure V.12: Pénétration à 2 GHz. Emission depuis le relais A2. Puissance PIRE émise: 20 dBm



Figure V.13: Pénétration à 2 GHz - Puissance discrétisée par pas de 5 dBm

## 1.4. Etude spatio-temporelle de la liaison entre les bornes A<sub>2</sub> et C<sub>1bis</sub> - Liaison 5 GHz (éventuellement 2 GHz) entre la borne relais extérieure et le sous sol "Transpole"

La liaison entre  $A_2$  et  $C_{1bis}$  n'étant pas en visibilité directe, on est en présence de propagation par trajets multiples, les réflexions ayant lieu sur les divers obstacles et parois. En absence de toute personne, le canal est stationnaire et la position de la première borne Wi-Fi  $(C_1)$  peut éventuellement être critique, la distribution spatiale du champ pouvant suivre une loi de Rayleigh si le nombre de trajets multiples est important. La présence des personnes se déplaçant dans la zone contribue à ajouter une variation temporelle. La dernière partie de cette étude montre les résultats de l'analyse spatio-temporelle pour cette configuration.

La liaison entre ces bornes étant soumises aux trajets multiples, nous avons essayé de caractériser de façon statistique les fluctuations de la puissance reçue.

L'antenne  $C_{1bis}$  est située sur un mât de hauteur de 2.75 m, ce dernier est fixé sur un rail de 1 m, les acquisitions étant faites tous les 0.96 cm. La hauteur antenne-plafond est d'environ de 25 cm. Son implantation est donnée sur la **Figure V.14**.



Figure V.14: Emplacement de l'antenne de réception C<sub>1bis</sub>

Une des deux courbes de la **Figure V.15** représente la variation du champ, à 5 GHz, en fonction de la distance, une seule mesure étant effectuée à chaque point spatial d'acquisition. On remarque des variations spatiales très rapides du champ avec des évanouissements locaux très importants pouvant atteindre 25 dB par rapport à la valeur moyenne sur la distance de 1 m. Il faut cependant remarquer que la présence des voyageurs entre les antennes d'émission et de réception modifie la puissance reçue, entraînant donc des variations temporelles du champ en n'importe quel point de réception. La même expérimentation a donc été menée mais en faisant 100 acquisitions réparties sur 10 secondes en chaque point de mesure, puis en prenant la valeur moyenne de la puissance reçue en ce point. On remarque ainsi sur la deuxième courbe de la **Figure V.15**, que les variations de puissance sont nettement moins importantes d'un point à l'autre. Les courbes de la **Figure V.16** correspondent aux résultats obtenus pour une fréquence de 2 GHz et leurs allures sont très voisines de celles observées à 5 GHz.

Le mouvement des personnes jouant donc un rôle très important, la même expérimentation a été renouvelée mais en envisageant une moyenne de 6000 ou 9000 acquisitions par point de mesure, ce qui correspond à un moyennage de la puissance reçue sur 10 ou 15 minutes. Le **Tableau V-1** ci-après montre que, pour quelques positions de l'antenne de réception, la puissance moyenne reçue est quasiment constante. La distance indiquée dans ce tableau est le déplacement effectuée par l'antenne.

La position exacte de la borne  $C_{1bis}$  dans l'espace "Transpole" n'est donc pas critique. Dans un canal stationnaire,  $C_{1bis}$  aurait pu être positionnée dans une zone d'évanouissement du signal.

Fréquence	Distance	Nombre	Moyenne
		acquisitions	(dBm)
	5 cm	6 000	- 65.0
5 GHz	40 cm	6 000	- 64.8
	48 cm	9 000	- 66.1
	10 cm	6 000	- 64.4
2.4 GHz	29 cm	6 000	- 61.2
	97 cm	9 000	- 65.0

Tableau V-1: Puissance moyenne reçue sur différentes distances de déplacement de l'antenne C<sub>1bis</sub>

Cependant, une étude statistique de la variation de la puissance reçue par  $C_{1bis}$  en fonction du temps est nécessaire pour pouvoir en déduire une estimation des performances de la liaison. Les résultats sont décrits dans le paragraphe suivant.



Figure V.15: Fluctuations de la puissance reçue sur 1 mètre à 5 GHz



Figure V.16: Fluctuations de la puissance reçue sur 1 mètre à 2 GHz

Pour étudier le comportement statistique du champ en fonction du temps, à une position donnée, nous avons d'abord considéré l'ensemble des 9000 valeurs enregistrées durant une période de 15 minutes à 5 GHz. Nous avons ensuite effectué des mesures

supplémentaires à 2.4 GHz permettant d'effectuer des études statistiques plus précises. Dans ce dernier cas, 200 000 valeurs ont été enregistrées pour plusieurs positions de l'antenne de réception avec un pas d'acquisition de 1 ms. Ce choix de 2.4 GHz au lieu de 5 GHz est uniquement justifié par les bandes de fréquence des appareils dont nous disposions et qui sont capables de faire des acquisitions rapides du signal. Un échantillonnage temporel avec un pas très faible nous permettra d'étudier notamment la durée des évanouissements profonds.

Il faut noter que l'étude qui sera faite à 2.4 GHz devrait être tout à fait comparable à ce qui aurait été obtenu à 5 GHz. En effet, les phénomènes de réflexion et de diffraction par les objets et surtout par les personnes, doivent être voisins à ces deux fréquences.

La Figure V.17 montre l'évolution temporelle de la puissance reçue, la Figure V.18 mettant en évidence des moments où cette évolution a été influencée par la présence des voyageurs (notamment à l'arrivée des rames de métro) et des moments "plus calmes", sans variations trop importantes.



Figure V.17: Puissance reçue avec un pas d'échantillonnage de 1 ms (2.4 GHz)

Nous nous sommes ensuite intéressés aux fluctuations de la puissance reçue autour de sa valeur moyenne. Les courbes présentées par la suite auront donc trait à l'écart, en dB, autour de la valeur moyenne.



Figure V.18: Mise en évidence des fluctuations du canal en fonction de la densité de personnes. Pas d'échantillonnage 1 ms (2.4 GHz)

Les causes des fluctuations sont les obstacles distribués aléatoirement dans le temps et dans l'espace et dans les conditions de non ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur. On peut donc s'attendre à ce que la loi de distribution des amplitudes du champ suive une loi de Rayleigh. Afin de valider cette hypothèse, on a extrait la racine carrée des valeurs de puissance mesurée pour passer dans le domaine des tensions à l'entrée de l'antenne de réception (ou du champ électrique).

La courbe "*CDF (Cumulative Distribution Function) valeurs mesurées*" de la **Figure V.19** représente la fonction cumulative de distribution du champ, c'est-à-dire la probabilité que l'atténuation soit inférieure à la valeur indiquée en abscisse. La fréquence d'émission est de 5 GHz. La courbe "CDF Rayleigh" est celle correspondant à une distribution de Rayleigh, donc à une distribution aléatoire, dans le domaine temporel, des obstacles ou réflecteurs.

Rappelons que la densité de probabilité d'avoir une valeur de champ E égale à r est donnée par:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} exp\left[\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right] \quad r \ge 0$$
 V.1

où  $\sigma$  est un paramètre caractéristique qui est relié à la moyenne de *r* et à sa variance  $\sigma_r$  par les relations:

$$\overline{r} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \qquad \sigma_r = \sigma \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}}$$
 V.2

On remarque sur la **Figure V.19** un accord très satisfaisant entre la courbe expérimentale et celle calculée par la loi de Rayleigh.



Figure V.19: Comparaison CDF mesures CDF Rayleigh (5 GHz)

Les résultats correspondant à une transmission à une fréquence de 2 GHz sont donnés sur la **Figure V.20**. L'écart avec la loi de Rayleigh est un peu plus important qu'à 5 GHz. Il faut cependant noter que les mesures à ces deux fréquences ont été faites successivement et que la densité de personnes pendant les deux créneaux de mesure n'est pas forcément la même. Si on se base donc sur une distribution de Rayleigh, la probabilité est de  $10^{-2}$  pour que la puissance reçue soit inférieure de 20 dB à la puissance moyenne.



Figure V.20: Comparaison CDF mesures CDF Rayleigh (2.4 GHz)

Cependant, une façon plus quantitative d'apprécier l'adéquation d'une loi mathématique ou physique à une courbe expérimentale est d'appliquer des tests de vraisemblance comme celui de Kolmogorov - Smirnov (KS). Le test "KS" permet d'accepter ou rejeter une hypothèse statistique. Ce test peut être utilisé pour comparer la distribution de deux séries d'échantillons, dans notre cas le premier vecteur des données est constitué des valeurs mesurées, le deuxième représentant un vecteur de même longueur tiré aléatoirement de la distribution de Rayleigh, décrite précédemment. L'hypothèse nulle pour ce test est que les deux séries d'échantillons sont tirées de la même distribution.

Un niveau de confiance indiquant le degré de certitude nécessaire pour rejeter l'hypothèse nulle doit être choisi (généralement une valeur de 5% est utilisé). Pour chaque valeur "potentielle" x le test compare la proportion p de valeurs  $X_1$  (appartenant à la première série d'échantillons) avec la proportion des valeurs  $X_2$  (appartenant à la deuxième série d'échantillons) inférieures à x. La fonction *Matlab* "kstest2" employée utilise la différence maximale L sur toutes les valeurs possibles x comme statistique pour le test (mathématiquement: max( $|F_1(x) - F_2(x)|$ )).

En appliquant ce test, les résultats de concordance entre la distribution de Rayleigh et les résultats de mesure sont effectivement meilleurs à 2 GHz qu'à 5 GHz. A titre d'exemple, pour les résultats à 2 GHz, la valeur du paramètre p est de 6.6% et la différence maximale L est de 0.019 contre 0.026 à 5 GHz.

Un autre paramètre intéressant est le "Level Crossing Rate" (LCR) qui est le nombre de fois par seconde où l'amplitude du champ (ou de la tension aux bornes de l'antenne), passe sous une valeur donnée  $\rho$ . Cette valeur correspond à l'atténuation du signal normalisé par rapport à la racine carrée de sa valeur moyenne.

Si on envisage un mobile se déplaçant dans un environnement de Rayleigh, le LCR est donné par:

$$LCR = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2)$$
 V.3

Dans notre configuration, ce n'est pas le mobile qui se déplace mais un ensemble de personnes qui se déplacent de façon aléatoire. Il n'est donc pas possible de connaître a priori

la valeur du paramètre  $f_m$  qui correspond à la fréquence Doppler maximum due à la vitesse de déplacement des personnes, car cette vitesse est inconnue. En supposant que cette loi soit vérifiée, nous avons donc déduit une valeur approximative de  $f_m$  à partir du LCR mesuré, et ceci pour différentes valeurs de  $\rho$ . Nous avons ensuite pris la valeur moyenne de l'ensemble des valeurs  $f_m$  pour tracer la courbe théorique du LCR. Il est à noter que la valeur trouvée correspond à une vitesse maximum de déplacement des personnes dans l'environnement des antennes de 1m/s, ce qui semble tout à fait raisonnable.

Les courbes des **Figure V.21** et **Figure V.22** comparent ainsi les LCR mesurés et calculés par la formule ci-dessus pour les deux fréquences de 5 GHz et de 2 GHz. L'accord entre les courbes théoriques et expérimentales est satisfaisant.



Figure V.21: Comparaison "Level Crossing Rate" Mesures - Rayleigh (5 GHz)



Figure V.22: Comparaison "Level Crossing Rate" Mesures - Rayleigh (2.4 GHz)

On note que le LCR est de 0.6 pour un seuil de -20 dB, ce qui signifie donc que 0.6 fois par seconde, donc toutes les 2 secondes environ, l'amplitude du signal subira une atténuation égale ou supérieure à 20 dB.

Le dernier paramètre intéressant est la largeur des évanouissements profonds, ce qui correspond, dans le domaine temporel, à la durée pendant laquelle le signal est atténué d'un

facteur  $\rho$ . Des essais complémentaires ont été effectués en laissant fixe la borne C<sub>1bis</sub>, et en procédant à des enregistrements par période de 3 minutes 20 secondes.

Dans un environnement de Rayleigh, la durée moyenne des évanouissements dont la profondeur dépasse une valeur donnée  $\rho$  est donnée par:

$$\tau = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}}$$
 V.4

 $f_m$  désignant comme précédemment la fréquence Doppler maximum.

Les résultats sont présentés sur la **Figure V.23**. On remarque que la courbe théorique issue de l'hypothèse d'un environnement de Rayleigh et la courbe expérimentale sont très voisines. Quelques valeurs issues de ces courbes sont également indiquées dans le tableau inséré dans la **Figure V.23**. On remarque ainsi que la largeur moyenne d'un évanouissement de 20 dB est de 13 ms.



Figure V.23: Comparaison "Average Fade Duration" Mesures - Rayleigh (2.4 GHz)

La liaison entre les bornes fixes ayant lieu en absence du trajet direct mais en présence de nombreux réflecteurs mobiles (les personnes se déplaçant dans l'environnement), nous avons vu que les caractéristiques de propagation sont voisines de celles trouvées dans un environnement de Rayleigh. Cette liaison doit être capable d'assurer un haut débit de communications bidirectionnelles. La profondeur et la durée des évanouissements affectent les liaisons haut débit mais conditionnent surtout leur qualité de service (taux de coupure, marge pour les évanouissements, ...), la limitation du débit étant plus étroitement liée à l'étalement des retards dans le canal.

#### 1.5. Analyse large bande du canal

L'analyse large bande du canal a été réalisée conjointement avec A. Nasr. Ces résultats sont donc également décrits dans sa thèse **[NAS09]** et **[STE07]**. Nous ne présenterons ici que les résultats statistiques issus de cette étude.

Les antennes d'émission et de réception sont fixées sur un mât à une hauteur de 1.60 m au dessus du sol, le déplacement de ce mât, placé sur un rail, est assuré par un moteur pas à pas commandé, via une fibre optique, par un ordinateur dont le programme a été

développé sous Labview. La précision du positionnement du mât se déplaçant sur le rail est de 0.5 mm. Si on envisage un déplacement des antennes suivant un seul axe, les directions d'arrivée/départ des rayons sont estimées, à partir des algorithmes de résolution de problèmes inverses, à un angle de  $\pi$  près. Pour lever cette ambiguïté angulaire, le rail sur lequel se déplace l'antenne Tx ou Rx, est monté sur un pivot axial permettant successivement un déplacement perpendiculaire, puis parallèle à la droite reliant l'émetteur au récepteur. Cette plateforme mobile donne naissance, aussi bien pour Tx que pour Rx, à deux réseaux linéaires virtuels orthogonaux partageant le même centre géométrique. Les enregistrements sont effectués pour 13 positions d'antennes suivant l'axe perpendiculaire ou parallèle, la distance entre deux positions successives étant fixée à la demi-longueur d'onde de la fréquence maximale de travail, soit 3.95 cm. Le réseau de réception est situé pour toutes les mesures au point C<sub>2</sub> de la figure 5.2. Un point de mesure correspond ainsi à 2 fois 13 positions de l'antenne de réception et 2 fois 13 positions de l'antenne d'émission. Cinq points d'émission en NLOS sont choisis dans la zone « Transpole » à proximité des différents sorties et deux points en visibilité directe de C<sub>2</sub>. Les distances émission-réception s'étendent de 20 m à 50 m. La bande de fréquence transmise s'étend de 2.8 GHz à 3.8 GHz avec une résolution fréquentielle de 312.5 kHz.

Pour chaque point de mesure, les PDP sont calculés pour chaque abscisse de l'antenne de réception en moyennant les puissances des treize réponses impulsionnelles associées aux treize positions de l'antenne d'émission. 52 PDP sont donc associés à chaque point de mesure. Pour le calcul de l'étalement des retards ( $\sigma$ ), le seuil de -20 dB par rapport au maximum du PDP a été fixé. Il correspond au seuil en deçà duquel les retards ne sont plus pris en compte dans le calcul. Soulignons que pour l'ensemble des mesures, ce seuil est en général 15 à 20 dB supérieur au niveau de bruit du système. La bande de cohérence (Bc) est quant à elle calculée pour chaque fonction de transfert et à chaque abscisse de l'antenne de réception, la bande de cohérence moyenne est calculée sur les treize positions de l'antenne d'émission. Un coefficient de corrélation de 0.7 a été choisi.

La courbe de la **Figure V.24** présente la bande de cohérence moyenne en fonction de l'étalement des retards. Chaque couleur est associée à un point de mesure, les points bleus correspondant aux deux scénarios LOS. L'étalement des retards varie de 10 ns à 70 ns avec une valeur plus ou moins constante pour les scénarios LOS de l'ordre de 20 ns. La bande de cohérence varie de 800 kHz à 60 MHz ce qui représente une plage de variation importante. La dispersion de l'ensemble des points sur cette courbe ne permet pas de définir une règle empirique reliant Bc et  $\sigma$ . De plus, la dispersion des valeurs observées pour un même point de mesure est parfois importante comme en témoigne par exemple la répartition des points du scénario LOS. Durant la phase de mesure expérimentale, des équipes de nettoyage de la zone Transpole se déplaçaient au voisinage immédiat des réseaux d'antennes, ce qui peut justifier en partie cette non stationnarité observée. Seuls les points P<sub>4</sub> et P<sub>3</sub> semblent ne pas avoir été affectés.



Figure V.24: Bande de cohérence en fonction de l'étalement des retards. Les points bleus sont associés aux deux scénarios LOS

# 2. Localisation dans la zone Transpole 2.1. Validation des hypothèses de localisation

La non stationnarité du canal observée lors des mesures large bande ne nous permet pas d'utiliser ces résultats pour estimer correctement les directions d'arrivée/départ des rayons et par conséquent de tester notre procédé de localisation. Nous avons donc choisi de modéliser la zone « Transpole » à l'aide du logiciel de simulation de propagation WinProp. La surface de la zone étudiée étant importante, de l'ordre de 1560 m<sup>2</sup>, nous avons opté, pour le calcul de la couverture radio de la zone, un pas d'échantillonnage spatial de 2 m soit un total de 300 points. Pour optimiser les temps de calculs, nous avons limité dans le simulateur le nombre total d'interactions avec l'environnement à 4, le nombre maximum de réflexions et de diffractions à 2, le nombre de transmissions n'est quant à lui pas limité. Trois récepteurs ont été positionnés aux emplacements indiqués par une croix sur la **Figure V.25**.

L'étape préliminaire consiste à étudier la probabilité de recevoir au moins deux interactions du premier ordre pour un point d'émission donné. La **Figure V.25** montre la couverture radioélectrique du récepteur situé dans la partie centrale de la zone, l'emplacement des deux autres récepteurs est également mentionné pour la suite de l'étude mais ils ne jouent ici aucun rôle. Rappelons que pour ce type de représentation, l'émetteur se déplace et le récepteur reste fixe.



Figure V.25: Couverture radioélectrique de la zone « Transpole » pour le récepteur Rx<sub>2</sub>

Dans un environnement contenant peu d'obstacles, la probabilité de satisfaire les hypothèses est très élevée. Ceci est confirmé par les valeurs élevées proche de 100% des probabilités conjointes figurant dans le **Tableau V-2**:

	$\mathbf{R} x_1 \And \mathbf{R} x_2 \And \mathbf{R} x_3$	<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>2</sub>	<b>R</b> x <sub>1</sub> & <b>R</b> x <sub>3</sub>	<b>R</b> x <sub>2</sub> & <b>R</b> x <sub>3</sub>	Aucun couple
Pourcentage (%)	96,29	98,14	100	100	0

Tableau V-2: Probabilité conjointe d'estimation de deux rayons d'ordre 0 ou 1 en environnement zone Transpole avec 3 Rx

# 2.2. Localisation dans un environnement synthétique2.2.1. Performances théoriques

Les paramètres exacts des signaux, fournis par le logiciel de tracé des rayons ont été utilisés avec la méthode de localisation présentée dans le **Chapitre IV** pour retrouver la position des 300 points d'émission répartis dans la zone Transpole. L'initialisation de l'algorithme est identique à la méthode décrite au paragraphe **2.3** du **Chapitre IV**. Les résultats sont donnés dans la **Figure V.26** sous forme de CCDF. Si on considère une localisation à l'aide d'un couple de récepteurs, on trouve les 4 courbes dont le label correspond au couple utilisé, permettant d'apprécier la bonne ou mauvaise position d'un récepteur par rapport aux autres. Associés aux probabilités conjointes, ils sont très utiles pour se fixer des règles d'ingénierie au moment du déploiement des récepteurs. Pour cette simulation, les courbes  $Rx_1-Rx_2$  et  $Rx_1-Rx_3$  donnent pour une probabilité d'erreur de 5% des erreurs d'estimation inférieures respectivement à 0.67 m et 5 m, alors que pour  $Rx_2-Rx_3$  et le trinôme, ces valeurs sont de l'ordre de 0.19 m et respectivement 0.04 m. La position de  $Rx_1$  ne semble donc pas judicieuse. Notons de plus que l'utilisation de trois récepteurs simultanément dans le procédé de localisation permet d'obtenir des erreurs inférieures à celles obtenues avec les couples de récepteurs.

La courbe « *Erreur minimale* » est obtenue en sélectionnant l'erreur d'estimation minimale parmi les quatre erreurs calculées à l'aide des couples/trinôme de récepteurs. En pratique, la valeur exacte de la position du mobile étant inconnue, on ne peut donc effectuer

une telle sélection, cette courbe peut être considérée comme une limite théorique des performances de notre procédé dans cet environnement.

La dernière courbe « *Erreur position avec sélection* », est obtenue en choisissant le couple/trinôme de récepteurs dont non seulement la convergence de l'algorithme est atteinte mais également en fonction de l'écart minimum entre la position estimée et la position précédente. La CCDF à 5% pour l'erreur minimale et l'erreur avec sélection sont de 0.04 m et respectivement 0.65 m. Compte tenu de l'échantillonnage spatial de 2 m, la distance limite arbitraire d<sub>seuil</sub> (**IV.33**) entre 2 points est désormais fixée à 4.5 m.

Le **Tableau V-3** donne une synthèse de cette étude préliminaire du procédé de localisation dans cet environnement simulé.

	Rx <sub>1</sub> -Rx <sub>2</sub>	Rx <sub>1</sub> -Rx <sub>3</sub>	Rx <sub>2</sub> -Rx <sub>3</sub>	$\mathbf{R}\mathbf{x}_1 - \mathbf{R}\mathbf{x}_2 - \mathbf{R}\mathbf{x}_3$	Erreur min	Sélection
RMS (m)	0.16	0.72	1.42	0.07	0.01	0.12
Erreur d'estimation à 5% (m)	0.67	5	8	0.19	0.04	0.65

Tableau V-3: Synthèse des erreurs d'estimation de la position d'un mobile dans la zone « Transpole » simulée



Figure V.26: Localisation dans l'environnement de type zone d'échanges en utilisant les vrais paramètres des signaux

### 2.2.2. Performances du procédé avec estimation des paramètres avec RIMAX

La même étude a été effectuée avec une estimation préalable des paramètres des trajets incidents à l'aide de l'algorithme RIMAX 3D pour des bandes passantes de 100 MHz et 40 MHz. La procédure de sélection décrite précédemment a été optimisée en supposant connue la position initiale du mobile. Sur les courbes présentées dans la **Figure IV.27** nous avons également donné à titre de comparaison les résultats obtenus avec la méthode précédente. Une synthèse des résultats est donnée dans le **Tableau V-4**. On observe à 100 MHz l'erreur

moyenne avec sélection est de 0.9 m, cette valeur représente la moitié de la valeur obtenue avec 40 MHz.



Figure V.27: Localisation dans l'environnement de type zone d'échanges avec estimation des paramètres à l'aide de l'algorithme RIMAX

Il faudra noter que, dans le cas de la courbe représentant l'erreur d'estimation de la position avec sélection de la trajectoire, une partie des points est éliminée soit à cause de la non-convergence de l'algorithme de localisation soit à cause d'une distance par rapport au point précédent supérieure au seuil fixé. La CCDF n'est pas calculée sur le même nombre de points. Cette procédure permet de réduire la valeur de l'erreur maximale d'estimation de la position. Le **Tableau V-4** résume les résultats des erreurs obtenues pour le RMS et la CCDF à 5%. Notons que le nombre de points obtenu à 40 MHz avec l'ancienne méthode de sélection et la nouvelle est respectivement de 95 et 286. Le nombre total de points étant de 342, des efforts doivent être menés pour améliorer le procédé de sélection de la position.

	100 MHz			40 MHz		
	Erreur min	Sélection	Sélection Position Initiale	Erreur min	Sélection	Sélection Position Initiale
RMS (m)	0.78	1.53	0.9	1.6	3	1.6
Erreur d'estimation à 5% (m)	3.3	5	3.5	5.2	8	5.6
Nombre de points restants	342	228	314	342	95	286

 Tableau V-4: Synthèse des erreurs d'estimation de la position d'un mobile dans la zone « Transpole » avec estimation des paramètres par RIMAX

### **3.** Conclusion

Cette étude de caractérisation de la propagation sur le site d'échange des Gares a permis de déterminer les positions qui semblent optimum pour assurer une couverture Wi-Fi. Dans la partie en sous sol de la zone « Transpole », il est nécessaire d'implanter 2 balises. Sur l'une d'elle, donc en co-site, une borne 5 GHz pourrait être installée, assurant ainsi la liaison avec l' «extérieur ». Cette solution d'utiliser la propagation libre pour relayer les informations du sous sol vers l'extérieur présente évidemment l'avantage de ne pas avoir à implanter un câblage spécifique. Cependant, la liaison est assujettie aux trajets multiples et notamment à l'influence des personnes circulant dans la zone entre les bornes. En valeur moyenne, la puissance moyenne du signal est suffisante pour effectuer la liaison, les performances finales dépendant de l'aptitude des modems à s'adapter à un canal lentement variable dans le temps.

Le canal de propagation entre les deux bornes installées au sous sol (Transpole) sera également à trajets multiples, compte tenu également du mouvement des personnes dans la zone. Cependant, l'amplitude moyenne du champ reçu devrait être suffisamment importante pour que les évanouissements ne provoquent pas une diminution brutale des performances de la liaison.

L'étude préliminaire des performances du procédé de localisation à l'aide de trois récepteurs a été décomposée en deux parties. Dans la première, nous nous sommes intéressés aux performances théoriques en donnant comme paramètres d'entrée au procédé de localisation les valeurs exactes des paramètres des trajets. Les erreurs moyennes observées sont de l'ordre de 0.12 m avec une limite théorique de 0.01 m.

Dans la deuxième partie, les valeurs des paramètres du canal sont estimées avec RIMAX dans une bande passante de 40 MHz. Les erreurs moyennes se révèlent être plus importantes et sont de l'ordre de 3 m en utilisant le critère de sélection de la position. Dans le cas de la position la plus proche de la vraie, cette erreur moyenne est de 1.6 m. La différence importante obtenue avec le procédé de sélection de trajectoire, 2 fois supérieure à la valeur minimale, montre la nécessité d'améliorer ce critère ainsi que la précision des algorithmes de haute résolution. L'augmentation de la bande passante à 100 MHz et la modification du critère de sélection en considérant la position de départ du mobile connue permet de réduire cette erreur à 0.9 m.

## **Conclusion générale et perspectives**

Dans cette thèse nous avons proposé une méthode qui essaye de répondre au challenge de localisation de mobiles situés à l'intérieur des bâtiments exploitant des réseaux WLAN à faible bande passante et ceci indépendamment de la configuration LOS ou NLOS entre l'émetteur et les récepteurs du réseau. Le procédé de localisation développé est basé sur l'utilisation des paramètres angulaires et temporels d'au moins deux trajets entre le mobile à localiser et chacun des réseaux récepteurs. On suppose que ces trajets ont subi au maximum une interaction avec l'environnement. L'estimation des paramètres nécessaires à la localisation est effectuée à l'aide des algorithmes à haute résolution de problèmes inverses tels SAGE et plus récemment RIMAX. Ces algorithmes ont été implémentés dans l'environnement Matlab et validés dans des configurations avec des paramètres connus. L'algorithme RIMAX est actuellement en cours d'optimisation et de validation pour différents scénarios. Les études paramétriques de performances des algorithmes ont permis de déterminer les ressources nécessaires pour l'estimation des retards et des paramètres angulaires avec des précisions compatibles avec des applications de localisation. La méthode de localisation initiée par [NAS08] a été étendue au cas des réseaux rectangulaires uniformes permettant une estimation des paramètres angulaires sur la totalité du domaine de visibilité, soit 360°. Nous avons mis en évidence les difficultés en scénario NLOS de l'approche initiale qui utilise seulement deux récepteurs. Nous avons proposé des solutions en termes de phase d'initialisation de l'algorithme et l'extension au cas de trois points de réception permettant d'éliminer les ambiguïtés introduites par l'utilisation des valeurs relatives des retards et des angles de départ et d'arrivée.

L'algorithme a été testé dans différentes configurations, en utilisant les paramètres exacts des signaux ou ceux estimés par RIMAX. Nous avons effectué des études de couverture du système de localisation pour différents types d'environnement et des études de performances pour différents parcours du mobile en LOS et NLOS. Lorsque trois récepteurs sont utilisés, les quatre estimations de position du mobile déduites des quatre combinaisons possibles de récepteurs ne convergent pas toutes vers la même valeur. Une méthode de sélection de la trajectoire a été développée basée sur la convergence de la méthode de localisation et sur la distance estimée par rapport au point précédent. Enfin, des études préliminaires de localisation et validation des hypothèses ont également été effectuées dans le cadre d'une étude sur le déploiement d'un réseau sans fil dans la zone d'échanges multimodale estimé. Pour conclure sur le travail réalisé pendant cette thèse, voici un tableau résumant les performances théoriques du procédé de localisation dans les différents environnements simulés dans le **Chapitre IV** et **Chapitre V**.

	LOS (3 Rx)	NLOS (3 Rx)	SNLOS (4 Rx)
Limite théorique (RMS)	0.4 à 1cm	0.6 cm à 23 cm	6 cm
RMS Avec procédure de sélection	< 12 cm	20 cm à 46 cm	425 cm

Tableau C-1: Synthèse des résultats sur la précision de localisation dans les environnements: LOS (Halle de sport- Zone d'échange), NLOS (« Labyrinthe »), SNLOS ou Sever NLOS (« Bureaux »)

Il est difficile de comparer exactement ces performances avec les résultats de la littérature, les conditions de simulation ne sont pas forcément identiques mais les derniers travaux de **[SEO08]**, dont les principales valeurs données dans le **Tableau I-4** montrent des erreurs moyennes de l'ordre de 40 cm avec 3 RX. De plus, **[SEO08]** suppose connue l'orientation du mobile, ce qui à priori, est difficilement envisageable. Notre procédé, basé sur des valeurs relatives d'angle, ne nécessite pas une telle hypothèse. Nous avons montre que, avec une estimation des paramètres par RIMAX cette limite "théorique" de l'erreur moyenne est de 1.6 m. A notre connaissance, aucun résultat basé sur une estimation préalable des paramètres utilisés dans le procédé de localisation n'est disponible dans la littérature. Il nous est difficile d'effectuer des comparaisons.

Les perspectives de ce travail sont diverses. En ce qui concerne le procédé de localisation, la tableau ci-dessus montre que la procédure de sélection de trajectoire est optimale en scénarios LOS ou NLOS mais les performances se dégradent quand il s'agit de scénarios SNLOS où l'hypothèse de base du procédé n'est validée simultanément que sur un ou deux couples de récepteurs sur les quatre récepteurs qui ont été nécessaires pour cette configuration. Il serait peut-être opportun d'ajouter à cette procédure de sélection un test sur la puissance du signal reçu.

Une optimisation de l'estimation des paramètres de la partie diffuse est nécessaire dans le cas de l'algorithme RIMAX. Elle pourra être complétée par la modélisation de la distribution angulaire de cette composante diffuse et son implémentation pourra améliorer la précision de l'estimation des paramètres. Dans les résultats de simulation du **Chapitre III**, des signaux appelés « fantômes » apparaissent dont les retards ou angles n'ont pas de signification physique dans le scénario considéré. Une optimisation de la procédure de filtrage des signaux doit être envisagée.

Le procédé vient d'être validé en ne considérant que les retards et angles d'arrivée/départ des rayons, il est nécessaire en milieu confiné et surtout pour de la localisation avec des bornes Wi-Fi généralement situées en hauteur, d'ajouter des équations supplémentaires au système pour tenir compte des angles d'élévation. Par ailleurs, le fait d'estimer avec RIMAX (5D) ces angles, donnera des degrés de liberté supplémentaires et devrait améliorer la précision des estimations des paramètres.

Si, pour l'estimation des retards, la bande passante disponible semble être suffisante pour obtenir des performances compatibles avec les applications de localisation, l'estimation des directions d'incidence est dépendante du nombre de capteurs disponibles. Augmenter ce nombre n'est, dans l'état actuel, pas envisageable sur les mobiles compte tenu de l'espace disponible pour implanter les réseaux. L'utilisation de réseaux en technologie méta matériaux pourrait être une solution pour résoudre ce problème d'encombrement. Il faudra cependant vérifier que les propriétés statistiques des signaux reçus par ces antennes ne sont pas modifiées et analyser les éventuelles pertes en puissance.
## Références

[ARD03] E. M. Al-Ardi, R. M. Shuhair, M. E. Al-Mualla - "Investigation of High-Resolution DOA Estimation Algorithms for Optimal Performance of Smart Antenna Systems", 3G Mobile Communication Technologies, June 2003

**[BAH00]** P. Bahl, V. N. Padamanabhan - "*RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system*", INFOCOM 2000, 19<sup>th</sup> Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, Proceedings of the IEEE, Vol. 2, pp. 775 - 784, March 2000

[BAL92] Constantine A. Balanis - "Antenna Theory: A Review", Proceedings of the IEEE, Vol. 80, No. 1, January 1992

**[BAL07]** Constantine Balanis, Panayiotis Ioannides - "*Introduction to Smart Antennas*", Synthesis Lectures on Antennas Series, Morgan & Claypool, 2007

**[BAR83]** Arthur Barabell - "Improving the resolution performance of Eigenstructure-based Direction Finding Algorithms", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 8, April 1983

**[BAT02]** R. Battiti, T. L. Nhat, A.Villani - "Location-aware computing: A neural network model for determining location in wireless LANs", University of Trento, Informatica e telecomunicazioni, Technical Report, DIT-02–0083, October 2002

**[BAU97]** Arthur Bauer - "*HF/DF An Allied Weapon against German U-Boats 1939-1945. A paper on the technology and practice of the HF/DF systems used by the Royal Navy against U-Boats in World War II*", 1997

**[BEN02]** Aziz Benlarbi-Delaï - "*Radiolocalisation à courtes et moyennes distances par interférométrie microondes. Problèmes inverses et nouvelle instrumentation.*" Habilitation à diriger des recherches en sciences physiques, Université des Sciences et Technologies de Lille, Mars 2002

**[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

**[BOR80]** Max Born, Emil Wolf - "Principles of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation Interference and Diffraction of Light", Sixth Edition, Pergamon Press Ltd, Headinghton Hill Hall, Oxford, England, 2000

**[BOU08]** M. Bouet, A.L. dos Santos - "*RFID tags: Positioning principles and localization techniques*", Wireless Days 1st IFIP, pp. 1 - 5, November 2008

[**BRI05**] Cyril Brignone, Tim Connors, Geoff Lyon, Salil Pradhan - "SmartLOCUS: An autonomous, self-assembling sensor network for indoor asset and systems management", HP Technical Report HPL-2003-41, June 2005, (http://www.hpl.hp.com/techreports/2003/HPL-2003-41.pdf)

[BRU05] M. Brunato, R. Battiti - "Statistical learning theory for location fingerprinting in wireless LANs", Computer Networks, Vol. 47, No. 6, pp. 825 - 845, 2005

[**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

**[CAP69]** J. Capon - "*High-resolution frequency-wave number spectrum analysis*", IEEE Proc., Vol. 57, pp. 1408 - 1418, 1969

**[CER08]** John Cervini - "*Direction Finding*", AOC The Electronic Warfare and Information Operations Association, Garden State News, February 2008

**[CHU02]** Pei Hung Chung, Johann Bohme - "*DOA estimation using fast EM and SAGE algorithms*", Signal Processing, Volume 82, Issue 11, pp. 1753 – 1762, November 2002, Elsevier North-Holland Inc.

**[COR01]** L. M. Correia - "Wireless Flexible Personalized Communications. COST 259: European Cooperation in Mobile Radio Research", Chichester, John Wiley & Sons, 2001

**[COR06]** L. M. Correia - "*Mobile Broadband Multimedia Networks: Techniques, Models and Tools for 4G*", Academic Press, UK. 2006

**[CZI07]** Nicolai Czink - "*The Random-Cluster Model - A Stochastic MIMO Channel Model for Broadband Wireless Communication Systems of the 3<sup>rd</sup> Generation and Beyond*", PhD Dissertation, Technischen Universitat Wien, Fakultat fur Elektrotechnik und Informationstechnik, December 2007

**[DEL08]** Olivier Delangre - "*Caractérisation et modélisation du canal radio en chambre réverbérante*", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Octobre 2008

**[DOB01]** Octavia Dobre, Emanuel Radoi - "Advances in subspace eigenanalysis based algorithms: from 1D towards 3D super-resolution techniques", Proceedings of IEEE TELSIKS 2001, Nis, Serbia, pp. 547-554.

**[ELB09]** F. Elbahhar, M. Heddebaut, A. Rivenq, J.M. Rouvaen - "*Positioning system using the SS-Ultra wide Band technique for transport application*", IEEE 9<sup>th</sup> International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, pp. 663 - 666, October 2009

**[ELS06]** H.El-Sallabi, D. Baum, P. Zetterberg, P. Kyosti, T. Rautiainen, and Schneider C. -*"Wideband spatial channel model for MIMO systems at 5 GHz in indoor and outdoor environments"*, Proc. IEEE VTC06 Spring, Melbourne, Australia, May 2006

**[FES94]** Jeffrey Fessler, Alfred Hero - "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, Nr. 10, October 1994 [GAR08] L. Garber - "Mobile WiMax: The Next Wireless Battle Ground", IEEE Computer Journal, Vol. 41, No. 6, pp. 16 - 18, June 2008

**[GEZ05]** S. Gezici, Zhi Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. F. Molisch, H. V. Poor, Z. Sahinoglu - *"Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks"*, IEEESignal Processing Magazine, Vol. 22, No. 4, pp. 70-84, 2005

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

**[GPP07]** 3GPP - "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. V(7.0.0), Technical Report 06-2007

**[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, 3<sup>rd</sup> Quarter, 2009

**[GWO04a]** Y. Gwon, R. Jain, T. Kawahara - "*Robust Indoor Location Estimation of Stationary and Mobile Users*", Proceedings of IEEE INFOCOM, Vol. 2, pp. 1032 - 1043, March 2004

**[GWO04b]** Y. Gwon, R. Jain - "*Error characteristic and calibaration-free techniques for wireless LAN-based location estimation*", in Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Workshop on Mobility Management and Wireless Access Protocols, pp. 2–9, October 2004, Philadelphia

**[HAE04]** A. Haeberlen, E. Flannery, A. M. Ladd, A. Rudys, D. S. Wallach, L. E. Kavraki - *"Practical robust localization over large-scale 802.11 wireless networks"*, in Proceedings 10<sup>th</sup> ACM International Conference on Mobile Computer Networks, pp. 70 - 84, , Sepember-October, 2004, Philadelphia

**[HAR97]** Martin Haardt - "*Efficient One, Two, and Multidimensional High-Resolution Array Signal Processing*", PhD. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technischen Universität München zur Erlangung, Shaker Verlag 1997

**[HAS93]** H. Hashemi - "*The Indoor Radio Propagation Channel*", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993

**[HAT95]** Gary Hatke, Keith Forsythe - "A Class of Polynomial Rooting Algorithms for Joint Azimut/Elevation Estimation Using Multidimensional Arrays", IEEE 1995

**[HIG00]** J. Hightower, R. Want, G. Borriello - "SpotON: An indoor 3D location sensing technology based on RF signal strength", University of Washington, Department of Computer Science and Engineering, Technical Report UW CSE 2000-02-02, February 2000, Seattle

**[ING04]** S.J. Ingram, D. Harmer, M. Quinlan - "*UltraWideBand indoor positioning systems and their use in emergencies*", Position Location and Navigation Symposium, pp. 706 - 715, April 2004

[JUH09] Juho Poutanen, Katsuyuki Haneda, Jussi Salmi, Veli-Matti Kolmonen, Pertti Vainikainen - "Angular Characteristics of Dense Multipath Components in Indoor Radio Channels", COST 2100, September 2009, Vienna, Austria

**[KEL62]** J. Keller - "*Geometrical Theory of Diffraction*", Journal of the Optical Society of America, Vol. 52, pp. 116-130, February 1962

**[KOU74]** R. Kouyoumijan, P. Pathak - "A uniform geometric theory of diffraction for an edge on a perfectly conducting surface", IEEE Proceedings, Vol. 62, pp. 1448-1461, November 1974

**[KRI96]** Hamid Krim, Mats Viberg - "*Two decades of array signal processing research: the parametric approach*", IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 13, No. 4, pp. 67-94, July 1996

**[LAD02]** A. M. Ladd, K. E. Bekris, G. Marceau, A. Rudys, L. E. Kavraki, D. S. Wallach - *"Using wireless ethernet for localization"*, IEEE/RJS International Conference on Intelligent Robots and Systems, Vol. 1, pp. 402 - 408, December 2002

**[LAD08]** C. Laderriere, M. Heddebaut, J.B. Prost, A. Rivenq, F. Elbahhar, J.M. Rouvaen, -"Wide-band indoor localization effectiveness in presence of moving people", IEEE 5<sup>th</sup> Workshop on Positioning, Navigation and Communication, pp. 103 - 111, March 2008

**[LI00]** X. Li, K. Pahlavan, M. Latva-aho, and M. Ylianttila - "*Comparison of indoor geolocation methods in DSSS and OFDM wireless LAN Systems*", in Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 6, pp. 3015-3020, September 2000

[LI06] J. Li, J. Conan, and S. Pierre - "Mobile Station Location Estimation for MIMO Communication Systems", Proc. Third International Symposium Wireless Communication Systems (ISWCS '06), September 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

[MAR09] Martin Käske, Markus Landmann, Reiner S. Thomä - "Modelling and Synthesis of Dense Multipath Propagation Components in the Angular Domain", COST 2100, February 2009, Braunschweig, Germany

[MIA06] Honglei Miao, Kegen Yu and Markku J. Juntti - "*Positioning for NLOS Propagation: Algorithm Derivations and Cramer-Rao Bound*", Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics Speech Signal Processing, Vol. 4, pp. 1045-1048, June 2006

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

[NI04] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau, A. P. Patil - "LANDMARC: Indoor location sensing using active RFID", Wireless Networks, Vol. 10, No. 6, pp. 701 - 710, November 2004

**[NAS08]** A. NASR, M. LIENARD and P. DEGAUQUE, - Système et Procédé de Localisation d'un Objet Mobile Communiquant", brevet déposé sous le n° FR-0855255, 30/07/08

**[NAS09]** Abdelmottaleb Nasr - "*Contribution à la Caractérisation et à la Modélisation des Canaux MIMO*", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Juin 2009

**[OTS05]** V. Otsason, A. Varshavsky, A. LaMarca, E. de Lara, "Accurate GSM indoor localization", Ubiquitous Computing 2005, Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, Vol. 3660, pp. 141–158, August 2005

**[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

**[PAN03]** Dhruv Pandya, Ravi Jain, E. Lupu - "*Indoor location estimation using multiple wireless technologies*", IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol.3, pp. 2208 - 2212, September 2003

**[PIS73]** V.F. Pisarenko - "*The Retrieval of Harmonics from a Covariance Function*", Geophysics Journal Royal Astronomic Society, pp. 347-366, 1973

[POW90] J. Powell - "Aircraft Radio Systems", Jeppesen Sanderson, July 1990

**[PRA02]** P. Prasithsangaree, P. Krishnamurthi, P. K. Chrysanthis - "*On indoor position with wireless LANs*", Proceedings of the IEEE, 13<sup>th</sup> International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 2, pp. 720 - 724, September 2002

**[R&S00]** Rohde & Schwarz - "*Introduction into theory of direction finding*", Radiomonitoring and Radiolocation Catalog (2000/2001)

**[RAO93]** C. R. Rao, L. C. Zhao, B. Zhou - "*A novel algorithm for 2-dimensional frequency estimation*", Proc. 27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol. 1, pp. 199-202, Pacific Grove, CA, November 1993, IEEE Computer Society Press

[**RIC04**] Andreas Richter, Markus Landmann, Reiner Thoma - "*RIMAX - A Flexible Algorithm for Channel Parameter Estimation from Channel Sounding Measurements*", COST 273 TD(04)045 Athens, Greece 2004/Jan/26-28

**[RIC05]** A. Richter - "*Estimation of Radio Channel Parameters: Models and Algorithms*", Ph. D. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, Germany, 2005

**[RIS83]** J. Rissanen - "A universal prior for integers and estimation by minimum description *length*", Ann. Stat., vol. 11, no. 2, pp. 431–466, 1983.

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

**[ROY89]** R. Roy, T. Kaillath - "*ESPRIT: estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*", IEEE Transactions on Acoustics and Speech Signal Processing, Vol. 37, pp. 984–995, 1989

**[SAN08]** T. Sanpechuda, L. Kovavisaruch - "*A review of RFID localization: Applications and techniques*", IEEE 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Vol. 2, pp. 769 - 772, May 2008

**[SAR06]** Tapan Sarkar, Robert Mailloux, Arthur Oliner, Magdalena Salazar-Palma, Dipak Sengupta - "*History of Wireless*", John Wiley & Sons, 2006

**[SCH81]** Ralph Otto Schmidt - "*A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation*", PhD thesis, Stanford University, Stanford, California, USA, Novembre 1981

**[SCH04]** A. Schwaighofer, M. Grigoras, V. Tresp, C. Hoffmann - "GPPS: A Gaussian process positioning system for cellular networks", Advances in Neural Information Processing Systems 16, MIT Press, 2004

**[SEO08]** Chee Kiat Seow, and Soon Yim Tan - "*Non-Line-of-Sight Localization in Multipath Environments*", IEEE Transactions on Mobile Computing, Vol. 7, No. 5, May 2008

**[SHA85]** Tie-Jun Shan, Mati Wax, Thomas Kailath - "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 33, pp. 806-811, August 1985

**[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

**[STE01]** Martin Steinbauer, Andreas Molisch, Ernst Bonek - "*The double-directional radio channel*", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2001, vol. 43, n°4, pp. 51-63

**[STE07]** P. STEFANUT, A. NASR, P. LALY, M. LIENARD, P. DEGAUQUE - "Systèmes de Réception dans un Pôle d'Echanges Métropolitain", Rapport de contrat, Projet VIATIC, 2007

**[STO97]** Petre Stoica, Randolph Moses - "*Introduction to Spectral Analysis*", Prentice-Hall Inc., Upper Saddle River, NJ, 1997

**[TSE01]** Y. Tseng, S. Wu, W. Liao, C. Chao - "Location awareness in AdHoc wireless Mobile Networks", IEEE Computer Magazine, Vol. 36, 2001

**[UNI89]** Pillai Unnikrishna, Kwon Byung Ho - "*Forward/Backward Spatial Smooting Techniques for Coherent Signal Identification*" - IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 37, No. 1, January 1989

[VAC97] Richard Vaccaro - "An approach to Solving a Partially Structured TLS Problem in Array Signal Processing", Proceedings of the 2<sup>nd</sup> International Workshop on Recent advances in total least squares techniques and errors-in-variables modeling, Leuven, Belgium, pp. 239 – 246, 1997

**[VAN02]** Harry Van Trees - "Detection, Estimation and Modulation Theory - Part IV: Optimum Array Processing", John Wiley & Sons, 2002

**[VAN98]** Alle-Jan Van Der Veen, Michaela Van Der Veen, Paulraj Arogyaswami - "*Joint Angle and Delay Estimation Using Shift Invariance Techniques*", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 46, No. 2, February 1998

**[VU05]** Van Yem Vu - "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications PARISTECH, Décembre 2005

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

**[WER98]** J. Werb, C. Lanzl - "Designing a position system for finding things and people indoors", IEEE Spectrum, Vol. 35, No. 9, pp. 71 - 78, September 1998

[WWWa] Ekahau, Inc. Ekahau Positioning Engine 2.0: http://www.ekahau.com/

[WWWb] SnapTrack: http://www.snaptrack.com/

[WWWc] WhereNet Company: http://www.wherenet.com/

[WWWd] UbiSense Company: http://www.ubisense.net

[WWWe] Sapphire DART UWB-based Real-Time Location: http://www.multispectral.com

[WWWf] EIRIS System: http://www.elcomel.com.ar/english/eiris.htm

[WWWg] Topaz local positioning solution: http://www.tadlys.co.il

[WWWh] MPS: http://mesh.nowwireless.com/index.htm

[XIA04] Z. Xiang, S. Song, J. Chen, H. Wang, J. Huang, X. Gao - "*A WLAN based indoor positioning technology*", IBM Journal of Research and Development, Vol. 46, No. 5/6, pp. 617 -626, September/November 2004

**[YIN09]** Victoria Ying Zhang, Albert Kai-Sun Wong - "*Combined AOA and TOA NLOS Localization With Nonlinear Programming in Severe Multipath Environments*", IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pp. 1 - 6, Budapest, April 2009

**[YIU06]** Chan Yiu-Tong, Hang, Yau Chin, H. Pak-chung Ching - "*Exact and approximate maximum likelihood localization algorithms*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 1, pp. 10 - 16, January 2006

**[YOU03]** M. Youssef, A. Agrawala, A. Udaya Shankar - "*WLAN location determination via clustering and probability distributions*", Proceedings of the 1<sup>st</sup> IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, pp. 143 - 151, March 2003

**[YOU04]** M. Youssef, A. K. Agrawala - "*Handling samples correlation in the Horus system*", 23<sup>rd</sup> Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, Vol. 2, pp. 1023 - 1031, March 2004, Hong Kong

**[YUN10]** Yunhao Liu, Zheng Yang, Xiaoping Wang, Lirong Jian - "*Location, Localization, and Localizability*", Journal of Computer Science and Technology, Vol. 25, No. 2, pp. 274 - 297, March 2010

**[ZHA08]** Junhui Zhao, Yongcai Wang - "*Autonomous Ultrasonic Indoor Tracking System*", IEEE International Symposium on Parallel and Distributed Processing with Applications, pp. 532-539, 2008

# **Publications**

STEFANUT P., NASR A., LALY P., LIENARD M., DEGAUQUE P., **"Systèmes de réception dans un pôle d'échanges métropolitain Projet VIATIC,"**, 2007, Rapport de contrat.

STEFANUT P., GAILLOT D. P., LIÉNARD M., "Parametric study of the performance of high-resolution estimation algorithms", *European Cooperation in Science and Technology* (COST) 2100 Meeting, TD(09) 763, Braunschweig, Germany, February 16-18, 2009.

TANGHE E., JOSEPH W., LIÉNARD M., NASR A., STEFANUT P., GAILLOT D.P., DEGAUQUE P., MARTENS L., "Clustering of channel parameters by block diagonal matrix decomposition", *European Cooperation in Science and Technology (COST) 2100 Meeting*, *TD(09) 712*, Braunschweig, Germany, February 16-18, 2009.

J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Stefanut and P. Degauque, "**Modeling and understanding MIMO propagation in tunnels**", Journal of Communications, vol. 4, n° 4, pp 241-247, May 2009

STEFANUT P., GAILLOT D. P., NASR A., LIÉNARD M., DEGAUQUE P., "A Localization Technique for LOS and NLOS scenario", *European Cooperation in Science and Technology (COST) 2100 Meeting*, *TD(10) 042*, Athens, Greece, February 3-5, 2010.

TANGHE E., JOSEPH W., LIÉNARD M., NASR A., STEFANUT P., MARTENS, L. DEGAUQUE P., "Statistical Analysis of Multipath Component Clustering in Indoor Office Environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technologies*, Accepté pour publication avec des corrections, 2010-01-29

### Résumé

La diversité spatiale nécessitant des réseaux d'antennes à l'émission et/ou à la réception, connue sous la terminologie MIMO pour « Multiple Input Multiple Output », est intégrée dans les derniers standards des réseaux sans fil et fait déjà son apparition sur le marché des téléphones portables et des stations Wi-Fi. Au delà des solutions offertes pour augmenter le débit des communications, les techniques MIMO offrent la possibilité de retrouver, à l'aide d'algorithmes de traitement du signal, quelques paramètres physiques des signaux reçus et/ou transmis. Cette propriété va être exploitée pour offrir, par exemple aux terminaux Wi-Fi, la possibilité de se localiser dans des milieux confinés où les techniques développées pour la localisation des mobiles en extérieur ne sont pas aisément transposables.

La demande est très forte pour ce genre d'application, notamment dans les lieux publics tels que les gares ou zones d'échanges multimodales, puisque la technologie pourrait permettre le développement de nouveaux services en rendant le voyage « intelligent » et en proposant l'accès à une vaste gamme de services en temps réel. L'objectif général de cette thèse est donc de proposer une solution de localisation pour aider le voyageur dans ses déplacements dans une zone d'échanges ou des gares.

Le procédé de localisation développé est basé sur l'utilisation des paramètres angulaires et temporels d'au moins deux trajets entre le mobile à localiser et au moins deux réseaux de récepteurs. On suppose que ces trajets ont subi au maximum une interaction avec l'environnement. L'estimation des paramètres nécessaires à la localisation est effectuée à l'aide d'algorithmes à haute résolution de problèmes inverses tels SAGE et plus récemment RIMAX. Les études paramétriques sur les performances des algorithmes ont permis de déterminer les ressources nécessaires pour l'estimation des retards et des paramètres angulaires avec des précisions compatibles avec des applications de localisation. L'algorithme de localisation a été testé et validé dans différentes configurations, en utilisant les paramètres exacts des signaux ou ceux estimés par RIMAX.

#### Mots clés: localisation en milieu confiné, MIMO, algorithmes HR, estimation des paramètres

### Abstract

Spatial diversity exploits antenna array at the transmitter and the receiving station. The resulting technology, known as MIMO (Multiple Input Multiple Output), has already been implemented in latest generation equipments and standards like Wi-Fi 802.11n. Excepting the advantage of increased data throughput, the technology allows extracting physical parameters of the received signals via signal processing algorithms. This property can be used to develop localization applications in indoor environments.

The request for such applications continued increasing in the last decade. In the public transportation systems domain, the technology allows the development of intelligent solutions giving access to a wide range of real time services. The objective of this PhD is the development of an indoor localization solution in the context of public transportation systems.

The proposed localization method is based on the exploitation of time domain and angular domain parameters of 2 or more LOS or NLOS of first order paths between the mobile object being localized and 2 or more receiving stations. Both the transmitter and the emitters are equipped with antenna arrays. The estimation of the parameters exploited in the localization method is obtained through high resolution signal parameter algorithms like SAGE and RIMAX. The parametric studies on the performance of parameter estimation algorithms allowed us to set a basis for the configuration allowing us to estimate the delays and the directions of arrival and departure within the limits set by the localization application. The localization algorithm has been tested and validated in different setups using the exact parameters of the signals or the parameters estimated by SAGE and RIMAX.

#### Keywords: indoor localization, MIMO, HR algorithms, signal parameters estimation