

N° d'ordre : 03 /2020-D/ELN

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene  
Faculté d'Electronique et d'Informatique



**THÈSE DE DOCTORAT EN SCIENCES**

Présentée pour l'obtention du grade de Docteur

En: **ELECTRONIQUE**

Spécialité : **Traitement du signal et des images**

Par : **M. MOHAMEDATNI Yassine**

-----Thème -----

**Développement de méthodes d'estimation de la direction d'arrivée  
(DOA) pour la localisation et le suivi de tags RFID en environnement  
intérieur**

Soutenue publiquement le 17/02/2020.devant le Jury composé de :

MR. M.TOUNSI	Professeur	à USTHB/FEI	Président
MR. B. FERGANI	Professeur	à USTHB/FEI	Directeur de thèse
MR. M.ADNANE	Maitre de Conférences classe /A	à ENP	Examineur
MR. M.BENSSALAH	Maitre de Conférences classe /A	à EMP	Examineur
MR. S.HEBIB	Maitre de Conférences classe /A	à USD.BLIDA	Examineur
MR. A.HAMZA	Maitre de Conférences classe /A	à USTHB/FEI	Examineur

## *Remerciements*

Au terme de ce travail, c'est avec émotion que je tiens à remercier tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de cette thèse.

Mes premiers remerciements vont d'abord à mon directeur de thèse au Pr. Belkacem FERGANI qui m'a proposé le sujet de thèse et qui m'a encadré tout au long de ces années.

J'adresse de chaleureux remerciements au Pr Jean-marc laheurte pour avoir accepté de m'accueillir au laboratoire ESYCOM / Univ Paris-Est et m'encadré durant ce stage de recherche.

J'exprime toute ma gratitude et mon profond respect au Directeur Central des Transmissions pour m'avoir autorisé d'inscrire au deuxième cycle post graduation "Doctorat", je lui remercie pour m'avoir accordé des séjours scientifiques sans lesquels ce travail n'aurait pu avoir lieu.

Je voudrais également remercier et exprimer mon profond respect au Commandant d'Ecole Supérieure de Transmissions pour m'avoir mis à ma disposition tous les moyens nécessaires permettant de mener à bien ces travaux de recherche. Je tiens à remercier le Directeur Général des Enseignements et le Directeur de l'Enseignement Supérieur Universitaire pour leurs encouragements qui m'ont permis de faire cette thèse.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à l'ensemble des membres de mon jury, au Professeur M.TOUNSI pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury, aux autres membres pour me faire l'honneur d'assister à ma soutenance afin de juger la qualité de ce travail.

Merci à mes collègues de l'EST pour leurs aides, je pense notamment à Mohammed, Abdelhak, Amine, Mohaned Moukran, Hamza , Ibrahim, Halim ,ouahbi,sofiane ... et autres.

Un grand merci à ma mère et à ma famille et à mes proches pour leur soutien durant les années de préparation de ma thèse. Je pense tout particulièrement à mon épouse qui a eu un rôle crucial dans la réussite.

J'en oublie certainement encore et je m'en excuse. Encore un grand merci à tous pour m'avoir conduit à ce jour mémorable.

# Table des matières

<b>Remerciements</b> .....	i
<b>Table des matières</b> .....	ii
<b>Résumé</b> .....	iv
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre 1:</b> Introduction aux techniques de localisation des Tags dans les systèmes RFID	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Systèmes RFID UHF passifs.....	3
1.3 Communication lecteur/ Tag.....	4
1.3.1 Codage de données et modulation.....	6
1.4 Communication tag / lecteur.....	7
1.4.1 Codage de la réponse.....	8
1.4.2 Principe de retro-modulation.....	8
1.5 Protocole de communication, normes et standards de la RFID.....	11
1.5.1 Normes et standards.....	11
1.6 les méthodes de localisation existantes.....	12
1.6.1 Localisation des lecteurs UHF RFID.....	12
1.6.2 Localisation des tags UHF RFID.....	13
1.7 Conclusion.....	19
<b>Chapitre 2 :</b> Modélisation et Localisation du Tag RFID en Champs Lointain d'un réseau linéaire uniforme (ULA)	
2.1 Introduction.....	20
2.2 Modèle de signal en champ lointain.....	20
2.2.1 Méthodes d'estimation de nombre de sources.....	23
2.3 Méthodes basées sur les statistiques de second ordre.....	24
2.3.1 Techniques de formation de voies (Méthodes Basse résolution).....	24
2.3.2 Méthodes d'estimation de la Doa à haute résolution.....	25
2.4 la bande de Cramer-Reo (CRB).....	30
2.5 Simulation et comparaison entre les méthodes d'estimation de la DOA en champs lointain.....	30
2.5.1 Simulation de la communication lecteur RFID /Tag RFID.....	30
2.5.2 Simulation de la communication Tag RFID/ lecteur RFID.....	32
2.5.3 Simulation des méthodes d'estimation de la DOA en champs lointain.....	34
2.6. Résultats expérimentaux.....	37
2.7. conclusion.....	45
<b>Chapitre 3:</b> Modélisation et Localisation du Tag RFID en champs proche d'un réseau linéaire uniforme (ULA)	
3.1 Introduction.....	46
3.2 Modèle de signal.....	46

3.3 Méthodes d'estimation de la Doa et Range en champs proche.....	47
3.3.1 Méthodes basées sur les statistiques de second ordre.....	47
3.3.2 Méthodes basées sur les statistiques d'ordre supérieur (Cumulant d'ordre quatre)..	49
3.4 La méthode proposée (2D-LCSP) basé sur les statistiques de second ordre.....	56
3.5 La bande de Cramer-Reo en champs proche CRB.....	58
3.6 Suivi d'un tag RFID UHF passif dans un plan 2D.....	58
3.6.1 Modélisation du système.....	59
3.6.2 L'algorithme filtre de Kalman.....	59
3.6.3 Résumé des équations de Filtres de Kalman.....	60
3.7 Conclusion.....	61
<b>Chapitre 4: Simulation et validation expérimentale de la localisation d'un tag UHF RFID en champs proche d'ULA</b>	
4.1 Introduction.....	62
4.2 .Calibration d'un réseau d'antennes uniformes (ULA).....	62
4.2.1 Calibration par pilote (Pilot Calibration).....	64
4.2.2 Auto-calibration (self calibration).....	64
4.2.3 Calibration adaptative (Adaptive Array Calibration).....	65
4.2.4 Calibration Active (Active Array Calibration).....	65
4.2.5 Calibration du gain complexe.....	66
4.2.6 Analyse de la complexité de calculs.....	67
4.3 Résultats de la simulation.....	69
4.4 Résultats expérimentaux.....	71
4.5 Résultat de la simulation pour le suivi avec le filtre KF.....	80
4.6 Conclusion.....	84
<b>Conclusion générale et perspectives.....</b>	<b>87</b>
<b>Références.....</b>	<b>89</b>
<b>Liste des figures.....</b>	<b>96</b>
<b>Liste des Tables.....</b>	<b>98</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>99</b>
<b>Liste des publications.....</b>	<b>103</b>

## Liste des acronymes (Abréviations)

<i>ACK</i>	ACKnowledge
<i>CRC-16</i>	Cyclic Redundancy Check
<i>EPC</i>	Electronic Product Code
<i>EPC C1 G2</i>	EPC Class-1 Generation-2 standard
<i>OOK</i>	On OffKeying
<i>PIE</i>	Pulse-interval encoding
<i>PSK</i>	Phase-Shift Keying
<i>QTI</i>	QT improved
<i>RF</i>	Radio Frequency
<i>RN16</i>	Random Number 16
<i>DOA</i>	Direction of arrival
<i>EVD</i>	Eigen value Décomposition
<i>AIC</i>	Akaike Information Criterion
<i>MDL</i>	Minimum Description Length
<i>TOA</i>	Time of arrival
<i>CRB</i>	Cramer-Reo Band
<i>ULA</i>	Uniform linear antenna
<i>AWGN</i>	Additive white Gaussian noise
<i>ASK</i>	Amplitude-shift keying
<i>AOA</i>	Angle of arrival
<i>POA</i>	Phase of arrival
<i>FSCW</i>	frequency-stepped continuous-wave
<i>RMSE</i>	Root mean square error
<i>MVDR</i>	Minimum Variance Distortionless Response

## ***RESUME***

L'objectif de cette thèse est le développement d'un système pour estimer la DOA (Direction d'arrivée) en champ lointain et l'estimation de la DOA et la distance en champ proche pour objectif l'estimation de la position et le suivi d'un tag RFID passifs dans la très haute fréquence (UHF) allant de 865 MHz à 868 MHz. L'application principale est la localisation et le suivi d'objets fixes et mobiles marqués avec des tags RFID. À cette fin, un émulateur de système RFID a été conçu, dans lequel la DOA ou la DOA/distance sont estimées suivant la position du tag par rapport à un réseau d'antennes linéaire uniforme (ULA). Sur la base des signaux acquis de tag, plusieurs méthodes de localisation des tags RFID UHF passifs sont présentées et analysées pour déterminer la précision et la robustesse de la méthode proposée. Pour prouver le concept, les mesures ont été effectuées dans un environnement intérieur de laboratoire (intérieur et extérieur d'une chambre anéchoïque). L'application de l'estimation 2D est la localisation et le suivi d'objets fixes et mobiles marqués avec des tags RFID, dans ce contexte une simulation de filtre de kalman a été faite pour objectif le suivi d'un tag RFID monté sur un objet mobile, le résultat montre que nous pouvons utiliser ce filtre pour la poursuite d'un objet mobile situé en zone proche d'un ULA.

**Mots-clés :** RFID, DOA, système UHF RFID, champ proche et lointain, ULA.

# *INTRODUCTION GENERALE*

## *Introduction Générale*

Les procédures d'identification automatique sans contact sont devenues très populaires dans de nombreuses applications modernes. Les étiquettes qui permettent un transfert sans fil de données à un lecteur permettent l'identification unique de son transporteur, par exemple des personnes, des animaux, des biens, et produits en transit. Une révolution dans les systèmes d'identification sans contact a commencé avec l'introduction d'étiquettes de codes à barres lisibles optiquement par des scanners. L'étiquetage des marchandises avec des codes à barres peut être extrêmement bon marché, mais ces systèmes nécessitent une visibilité directe entre l'étiquette et son lecteur. De plus, les étiquettes offrent une densité de données très limitée et ne peuvent pas être reprogrammées.

Ces dernières années, l'identification par radiofréquence (RFID) est devenue une technologie clé dans les domaines de la logistique. On peut ainsi distinguer différents types de transpondeurs et plusieurs principes physiques de couplage entre le lecteur et l'étiquette. Contrairement aux codes à barres, aucune ligne n'est nécessaire entre les transpondeurs RFID et leurs lecteurs, de sorte que les étiquettes peuvent être intégrées à l'objet suivi.

Il existe plusieurs types de transpondeurs RFID sans puce, où les principes physiques populaires consistent à utiliser la réflectométrie dans le domaine temporel ou les ondes acoustiques de surface (SAW). Dans les étiquettes SAW, les ondes radio incidentes sont converties en ondes acoustiques de surface qui se propagent sur la surface d'un cristal piézoélectrique jusqu'à ce qu'ils atteignent des réflecteurs de codage fabriqués par la technologie photo lithographique. Les ondes réfléchies sont converties en ondes radio et transmises à un lecteur. Semblables aux codes à barres, ces étiquettes sans puce ne peuvent pas être reprogrammées et offrent une densité de données très limitée.

Une solution plus flexible est le stockage de données dans une puce de silicium, car le dispositif électronique de support de données peut être reprogrammé et offre une densité de données supérieure à celle des systèmes de codes à barres ou à ondes acoustiques de surface. Nous pouvons distinguer entre actif, passif et transpondeurs passifs assistés par batterie. Les étiquettes actives utilisent des batteries et transmettent périodiquement leurs informations, tandis que les étiquettes passives assistées par batterie ne sont activées qu'en présence d'un lecteur RFID. Les étiquettes passives collectent l'énergie du champ d'interrogation créé par les lecteurs RFID. Aucune source d'énergie locale n'est donc requise. Cela réduit les besoins en maintenance tout en offrant une grande flexibilité, une longue durée de vie et un faible coût. Ainsi, au-delà du domaine de la logistique, de nombreuses applications des systèmes RFID passifs apparaissent, par exemple, dans la surveillance électronique des articles, le contrôle d'accès, la sécurité des passeports et l'identification des animaux. Cependant, la plage de lecture des transpondeurs passifs est très limitée

et dépend du type de couplage entre lecteur et étiquette. Dans la plage des hautes fréquences autour de 13,56 MHz, la puissance est transférée de l'interrogateur à l'étiquette par un champ magnétique utilisant des bobines d'antenne couplées dans le lecteur et le transpondeur, et les applications passives typiques atteignent des plages de lecture allant jusqu'à 1 m. Des plages de lecture supérieures, allant jusqu'à plusieurs mètres, sont proposées dans la plage des ultra-hautes fréquences (UHF) de 860 MHz à 960 MHz, où des ondes électromagnétiques sont généralement utilisées pour le transfert de puissance entre le lecteur et l'étiquette. Dans de nombreuses applications, les performances de ces systèmes RFID UHF passifs seraient considérablement améliorées, en plus d'identifier les porteuses et de déterminer ainsi leur présence dans la zone d'interrogation du lecteur, il était possible d'obtenir des informations fiables sur leur position précise.

Dans cette thèse, nous introduisons un système de mesure de la DOA (Direction d'arrivée) pour les tags RFID passifs classiques EPCglobal Class-1 Gen-2 EPCglobal situés dans la zone du champ lointain d'un réseau d'antennes uniforme. En utilisant trois systèmes identiques, la principale application est la localisation d'objets fixes étiquetés avec des tags RFID. Les applications possibles pourraient être la localisation de livres dans une bibliothèque ou de marchandises dans un rack de stockage. Un deuxième système de localisation d'un tag RFID UHF basé sur l'estimation de la DOA (direction d'arrivée) et la distance d'un tag situé dans la zone du champ proche d'un réseau d'antennes uniforme. Avec un seul système nous pouvons localiser un tag RFID dans un repère cartésien et parmi les applications de ce système est le suivi d'objets mobiles étiquetés avec des tags RFID dans une zone limitée par les dimensions du réseau d'antennes. La thèse commence par un aperçu des solutions existantes sur le sujet. Ensuite, les principales techniques d'estimation de la DOA en champ lointain et la méthode proposée sont discutées. Ensuite des techniques d'estimation de la DOA et la distance et méthode proposée sont présentées. Enfin une comparaison en termes de précision et charge de calcul de la méthode proposée avec quelques méthodes récentes, ce travail est finalisé par une validation de la méthode proposée par des mesures expérimentales dans un environnement indoor.

*CHAPITRE 1 :*  
*INTRODUCTION AUX TECHNIQUES DE*  
*LOCALISATION DES TAGS DANS LES*  
*SYSTEMES RFID*

## 1.1. Introduction

RFID est l'acronyme de Radio Fréquence IDentification et désigne le principe de reconnaissance d'objets par ondes radiofréquences. La RFID fait partie de la technologie d'identification électronique sans contact, ce type de technologie rassemble les technologies suivantes :

1) les systèmes à vision optique qui nécessitent une visibilité directe et ont une distance de lecture de moins d'un mètre quel que soit le type de lecteur utilisé: laser, scanne etc., les codes-barres .

2) Les systèmes à liaison infrarouge qui utilisent les longueurs d'onde aux environs de 800 nm, sont utilisés sur une distance allant du centimètre jusqu'à quelques mètres avec un faisceau d'émission de très forte directivité, par exemples les liaisons IRDA (Infra Red Data Association), et certains systèmes de télépéage.

3) Les systèmes à liaisons en fréquence radio (RFID) sont divisés en plusieurs classifications liées aux caractéristiques techniques comme la fréquence et la distance de lecture/écriture [1] .

## 1.2. Systèmes RFID UHF passifs

Cette section présente les exigences physiques et logiques pour un système RFID passif fonctionnant dans la gamme de fréquences UHF de 860 MHz à 960 MHz. Le système comprend des interrogateurs, également appelés lecteurs, et des étiquettes, également appelés tags , qui contiennent des informations stockées électroniquement.

RFID (Radio Frequency Identification) est une technologie où le lecteur accède automatiquement aux données stockées sur le tag. Le standard EPCglobal Classe 1 Génération-2 [2] est un standard pour Système RFID passif où le lecteur transmet une onde continue (CW) pour alimenter des tags. Cela signifie qu'un tag n'a pas une source d'énergie. Le Lecteur commence à communiquer avec tous les tags, ils répondent au lecteur avec des réponses précises, notamment avec des nombres aléatoires et des numéros d'identification.

Le protocole RFID définit les exigences de la rétrodiffusion passive, le système d'identification par radio fréquence travaille dans la bande de fréquence entre 860Mhz-960Mhz. Le système est composé d'un interrogateur connu sous le nom lecteur (reader), et étiquette nommé tag.

Le lecteur transmet l'information à un tag par la modulation d'un signal RF dans la bande 860Mhz-960Mhz. Le tag reçoit l'information et l'énergie d'activation à partir de ce signal RF. Les tags sont passifs c'est-à-dire qu'ils reçoivent l'énergie d'activation à partir de l'onde RF de lecteur.

Les lecteurs et les tags ne sont pas conçus pour communiquer simultanément, en effet la communication est half-duplex.

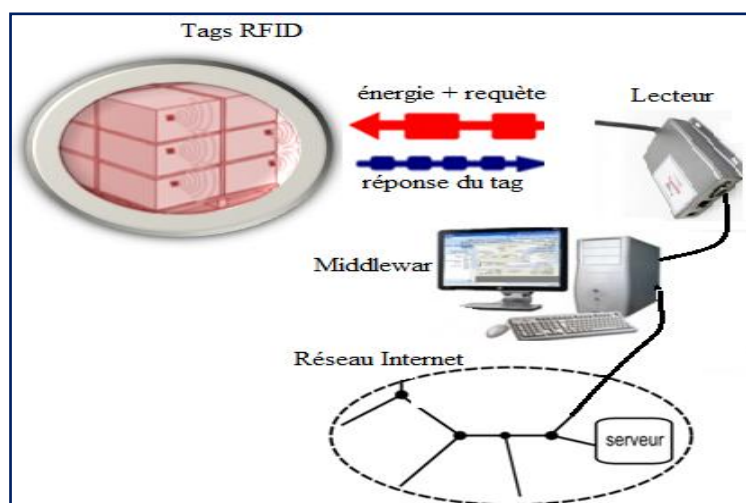


Fig.1-1 : Composition d'un système UHF RFID

### 1.3.Communication lecteur/ Tag

Dans les systèmes RFID UHF passifs, un interrogateur transmet des informations à une étiquette en modulant un signal radiofréquence dans la plage de fréquences comprise entre 860 MHz et 960 MHz, à l'aide de la modulation ASK à double bande latérale, la modulation ASK à bande latérale unique ou ASK en inversion de phase. Les tags sont passifs, ce qui signifie qu'ils reçoivent à la fois des informations et toute leur énergie de fonctionnement de ce signal modulé en radiofréquence. Les étiquettes ne répondent donc à l'interrogateur que si elles sont dans sa zone. Un interrogateur (lecteur) gère les populations des étiquettes en utilisant trois opérations de base:

*Select :*

Cette opération est utilisée pour choisir une population d'étiquettes (tags) pour l'inventaire et l'accès. Il peut être appliqué successivement pour sélectionner une population de tags particuliers en fonction de critères spécifiés par l'utilisateur avant l'inventaire.

*Inventory :*

Cette opération est utilisée pour identifier les étiquettes. Un interrogateur initie une ronde d'inventaire en transmettant une commande de requête à laquelle une ou plusieurs étiquettes peuvent répondre. L'interrogateur détecte une réponse unique et demande des informations au transpondeur. L'opération d'inventaire comprend plusieurs commandes et une ronde d'inventaire ne fonctionne qu'une et une seule fois à la fois.

*Access :*

Cette opération est utilisée pour communiquer avec une étiquette, ce qui signifie lire et écrire sur l'étiquette. Un tag individuel doit être identifié de manière unique avant l'accès, et une opération d'accès comprend plusieurs commandes.

Pour établir une communication entre un lecteur (reader) et un groupe de tags, Nous avons trois types de commandes :

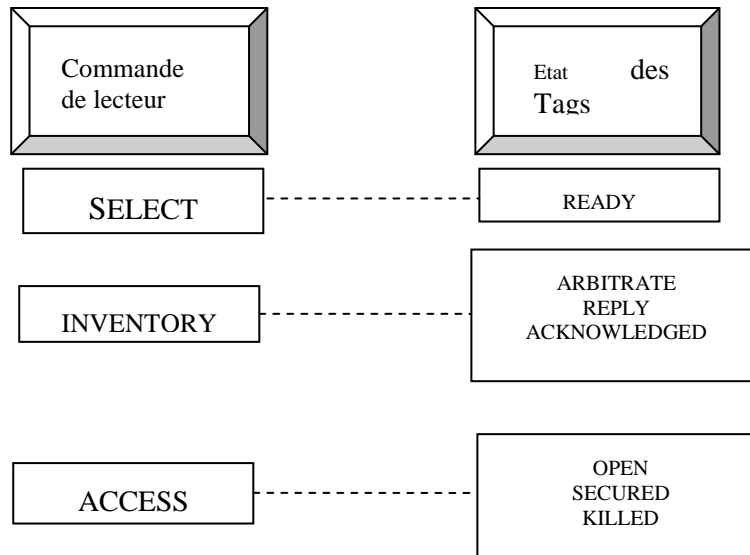


Fig.1-2 : commande de lecteur et les états du tag

Dès que le tag entre dans le champ RF il passe à l'état READY et acceptera les commandes de sélection. Les commandes SELECT sont envoyées à tous les tags pour les informer qu'ils peuvent participer au processus INVENTORY qui va suivre. Multiples commandes SELECT peuvent être utilisées pour définir précisément quels sont les tags qui vont répondre. Toutes les communications entre les lecteurs et les tags commencent par un ou plusieurs commandes SELECT. Il est à noter que les tags ne répondent pas à la commande SELECT.

Le groupe de commandes INVENTORY peut être utilisé pour lancer le processus de singularisation, où chaque tag est identifié et traité. Chaque cycle commence par une commande Query. Cette commande passe les valeurs de Q (0 à 15) à partir de laquelle chaque tag génère un nombre compteur de slot dans la gamme  $(0, 2^Q - 1)$ . La plupart des lecteurs ajustent dynamiquement la valeur Q en fonction du nombre de tags dans la zone de lecture.

Si un tag génère une valeur de compteur d'intervalles de zéro, il est autorisé de répondre par l'envoi d'un nombre aléatoire de 16 bits et en même temps, il fait une transition vers l'état Reply. Et les autres tags se changent à l'état Arbitrate et attendent les prochaines commandes. Si les réponses sont reçues avec succès, le Reader répond par l'envoi d'une

commande ACK, avec le même nombre aléatoire de 16 bits, cette réponse permet maintenant au tag de renvoyer son EPC.

C'est à ce moment que le lecteur est en mesure de passer le tag à l'état Open (ou Secured) permettant les opérations telles que READ, WRITE, LOCK et KILL, mais normalement cet échange sera fini lorsque le lecteur envoie une commande QueryAdjust et le tag passe à l'état READY et change son FLAG pour montrer qu'il a été seul. La commande QueryAdjust oblige également les autres tags à décrémenter leurs compteurs, et n'importe quel tag dont le compteur est maintenant à zéro est autorisé de répondre, de cette manière avec les commandes QueryAdjust successive ou QueryRep tous les tags seront trouvés.

Une fois que le tag renvoie son EPC, il sera à l'état Acknowledged, le lecteur envoie une commande Req\_RN (Demande de nombres aléatoires). Le tag répond avec un nouveau nombre aléatoire de 16 bits qui est appelé Handle et passe à l'état OPEN. La réponse Handle devient alors l'autorisation aux autres commandes telles que READ, WRITE ou KILL.

La Fig.1.3 montre le schéma synoptique des communications du lecteur (émetteur) au (récepteur). Seulement le Canal AWGN est considéré.

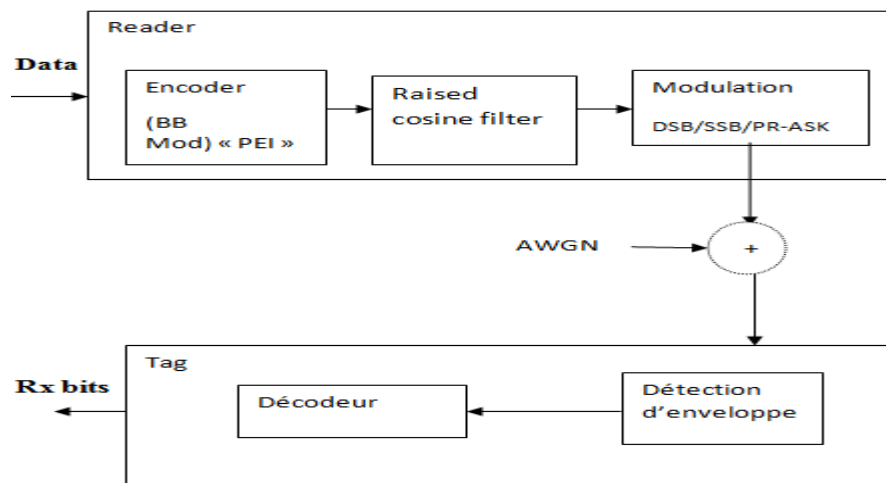


Fig.1-3 : Le schéma synoptique des communications

### 1.3.1. Codage et modulation de données

Lecteur (Reader) utilise le codage Pulse Interval Encoding (PIE). La longueur de Data-0 est une Tari, où Tari est l'unité de référence de temps de la signalisation et prend des valeurs données par :

$$6.25\mu\text{s} \leq \text{Tari} \leq 25\mu\text{s}$$

Plusieurs types de modulation sont utilisables en applications sans contact pour la liaison montante : modulation d'amplitude (ASK Amplitude Shift Key), modulation de fréquence (FSK Frequency Shift Key), modulation de phase (PSK Phase Shift Key), etc. La plupart des applications RFID utilisent la modulation de porteuse type ASK d'indice de modulation  $m = 10\%$  ou  $m = 100\%$ . L'efficacité énergétique de la modulation ASK d'indice  $m = 100\%$  est

plus importante que pour un indice de  $m = 10\%$  (autorise de 8 à 14%), ce qui rend possible une plus grande distance d'utilisation, l'utilisation de tag plus puissant (intelligent), ou la diminution de la puissance émise par le lecteur. Le type de modulation utilisé par les tags télé-alimentés passifs sans batterie est une modulation de charge.

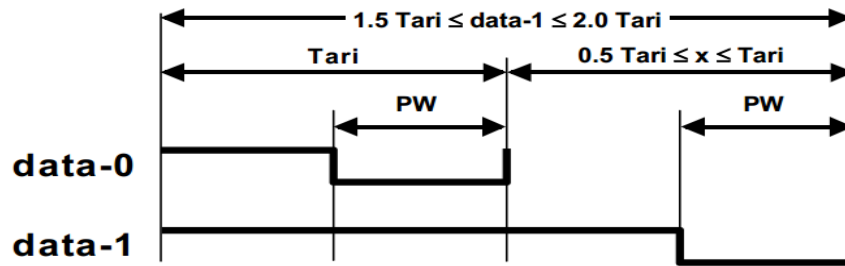


Fig.1-4 : Le symbole PEI

#### 1.4.Communication tag / lecteur

Un lecteur reçoit des informations d'un tag passif en émettant un signal de porteuse radiofréquence non modulé dans la gamme de fréquences UHF et en écoutant une réponse du tag par rétrodiffusion. Pendant le temps où le tag (étiquette) répond, l'interrogateur émet à une fréquence radio constante et un niveau de puissance constant. Le tag communique les informations à l'aide d'une modulation par rétrodiffusion, dans laquelle elle fait basculer l'impédance de charge radiofréquence attachée aux bornes de l'antenne du tag entre deux étages en fonction des données envoyées. Ainsi, l'interrogateur reçoit les données du tag sous la forme d'une variation de niveau de réflexion de sa puissance transmise. Le format de modulation, qui peut être une modulation ASK ou PSK, est sélectionné par le tag, tandis que l'interrogateur sélectionne le débit de données et le codage des données, soit la modulation en bande de base FM0, soit la modulation de Miller .

La fig.1-5 montre le schéma-bloc de la communication entre un tag (émetteur) au lecteur (récepteur) dans un Canal AWGN.

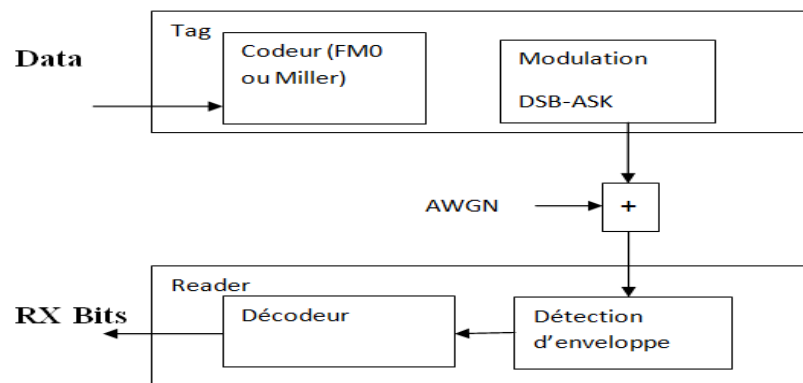


Fig.1-5 : Schéma-bloc de la communication entre un Tag et Reader

### 1.4.1. Codage de la réponse

Il est nécessaire que les tags codent les données rétrodiffusées par un type de codage tel que FM0 ou Miller, le choix de ce dernier est fixé par la commande du lecteur (reader).

*Codage FM0 :*

La Fig.1.6 nous montre les fonctions de base pour générer un code FM0. FM0 change la phase en bande de base à la fin de chaque symbole.

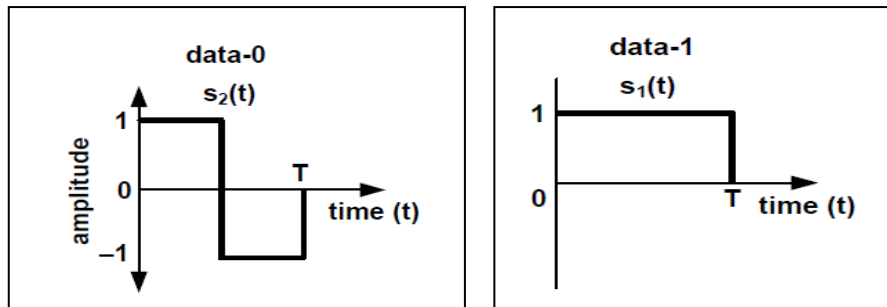


Fig.1-6 : les fonctions de base du codage FM0

*Codage Miller :*

La Fig.1.7 nous montre les fonctions de base pour générer un code Miller. Le code Miller change la phase entre deux data-0 dans une séquence. Ainsi le codage Miller change la phase au milieu du symbole data-1.

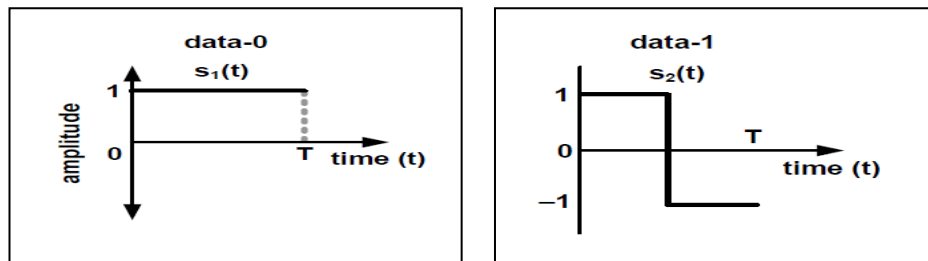


Fig.1-7 : les fonctions de base du codage Miller.

### 1.4.2. Principe de retro-modulation

Un tag passif reçoit une onde porteuse puis réfléchit un signal modulé par ses données binaires (changement des coefficients de réflexions). Cette technique est appelée rétro-modulation (backscattering) ou modulation de charge.

Pour bien comprendre le principe de modulation de charge, nous pouvons raisonner en premier temps, avec les trois charges classiques; charge adaptée, circuit ouvert et court-circuit (Fig.1-8).

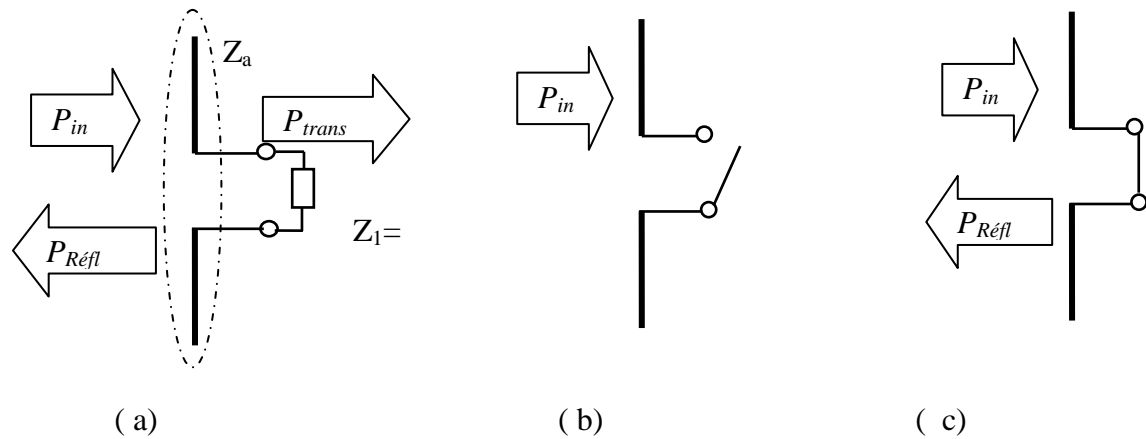


Fig.1- 8 Modulation de charge, (a) Charge adaptée (b) Circuit ouvert et (c) Court-circuit.

$Z_1$  et  $Z_a$  représentent successivement l'impédance d'entrée du chip et l'impédance équivalente d'antenne du tag, dans le cas (a) l'impédance de l'antenne est adaptée à celle du chip, une partie de la puissance incidente ( $P_{in}$ ) est réfléchie ( $P_{Réfl}$ ) vers le lecteur et une autre partie est transmise vers la puce ( $P_{trans}$ ), cette configuration donne une  $P_{trans}$  maximale.

Dans le cas (b) la valeur  $Z_1$  tend vers l'infini, donc l'antenne est chargée par un circuit ouvert, il n'y a alors ni puissance réfléchie ni puissance transmise vers la puce, mais en réalité même dans ce cas l'antenne du tag réfléchit une petite quantité de puissance dépendante de son design, pour la majorité des antennes de tags cette quantité est négligeable.

Le troisième cas (c) lorsque l'antenne est court-circuitée, le courant traverse l'antenne et ne rencontre aucune charge, la puissance réfléchie est importante mais aucune puissance n'est transmise à la puce.

Il est clair que le passage de l'état circuit-ouvert à court-circuit est celui qui présente la plus grande modulation du signal réfléchi mais la puissance délivrée à la puce est nulle. Tout le challenge lors du design d'un tag est donc de trouver un compromis entre le transfert d'énergie au chip et la qualité de modulation du signal réfléchi. Une solution serait de passer de l'état adapté à l'état de court circuit ou de circuit ouvert, mais là encore le problème de l'alimentation du chip se pose car le transfert d'énergie n'est pas continu. Une approche considérée par les designers est de placer une résistance en série avec la charge adaptée, cette technique est appelée résistive Amplitude-Shift Keying (ASK), elle ne modifie que l'amplitude du signal réfléchi.

Une autre solution est proposée au lieu de moduler la charge en modifiant sa partie réactive, ce qui résulte en un changement de phase du signal réfléchi. Le changement d'amplitude étant négligeable, nous pouvons parler de modulation de phase pure ou Phase-Shift Keying (PSK). Cette technique présente l'avantage de fournir une énergie constante à la puce, mais le signal de rétro-modulation est plus difficile à détecter.

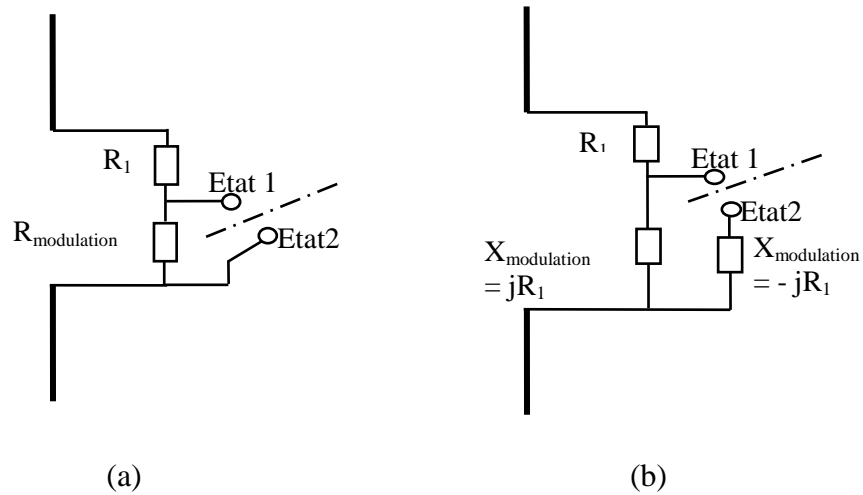


Fig.1-9 Deux types de retro modulation, (a) ASK (b) PSK

Actuellement le système UHF RFID passif utilise une rétro-modulation ASK mais selon la configuration qui est présentée dans la Fig.1.9 , nous réalisons une réflexion de l'onde électromagnétique envoyée par le lecteur en faisant varier le coefficient de réflexion entre l'antenne du tag et la puce, l'onde va être réfléchié plus ou moins densément, créant ainsi l'information

Afin de modifier le coefficient de réflexion, la puce fait varier son impédance entre deux états  $Z_1$  et  $Z_2$  , induisant à la sortie une désadaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag.

L'interaction Tag-Lecteur est modélisée par des sources de tension ( Fig. 1.10 ), au niveau du tag, la grandeur  $\alpha_1 V_{\text{Lecteur}}$  représente la tension aux bornes de l'antenne du lecteur ( $V_{\text{Lecteur}}$ ) multipliée par un facteur  $\alpha_1$  englobant, l'atténuation de l'espace de transmission, l'efficacité de rayonnement, l'efficacité de polarisation, les pertes de désadaptions et le gain des antennes de lecteur et de tag.

L'interaction du tag sur le lecteur est modélisée par une source de tension de grandeur  $\alpha_2 V_{\text{tag}}$ , le  $V_{\text{tag}}$  représente la tension aux bornes de l'antenne du tag. Cette tension est en fonction de  $\alpha_1 V_{\text{Lecteur}}$  et de l'état d'impédance du chip  $Z_1$  et  $Z_2$ .

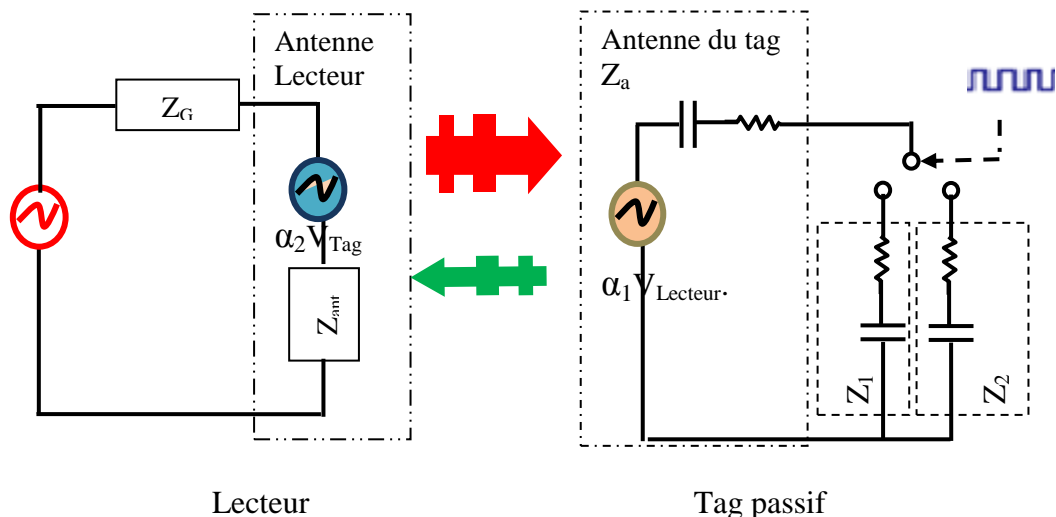


Fig.1- 10 Schéma équivalent et principe de rétro modulation du système UHF RFID passif.

## 1.5. Protocole de communication, normes et standards de la RFID

### 1.5.1. Normes et standards

Actuellement deux organisations proposent des normes pour les systèmes RFID, l'ISO (International Standard Organisation) et L'EPC Global (Electronic Product Code) [3].

Les normes les plus connues dans la RFID concernent la gestion des objets notamment la série ISO 18000 qui couvre les principales fréquences utilisées pour la RFID comme suit [4].

*ISO18000-1 et 2 : Définissent les paramètres de communication de l'interface air pour les systèmes RFID fonctionnant dans la bande de fréquence à moins de 135 KHz.*

*ISO 18000-3 : Définit les paramètres d'interface air des systèmes à 13,56 MHz.*

*ISO18000-4 : Définit les paramètres d'interface air des systèmes à 2,45 GHz.*

*ISO18000-5 : Définit les paramètres d'interface air des systèmes à 5,8 GHz*

*ISO18000-6 : Définit les paramètres d'interface air des systèmes dans la bande 860MHz-960MHz.*

*ISO 18000-7 : pour un fonctionnement en 433 MHz.*

La norme ISO 18000-6 comporte trois types (A, B et C), l'ISO 18000-6 C correspondant au standard EPC Global Classe1 Gen2 (EPC C1G2) approuvé en juillet 2006 [5].

Les normes ISO 18000 assurent les protocoles de communication entre lecteur et les tags mais qui n'organisent pas la structure des données contenues dans les puces, pour cela le standard l'EPC Global a été développé, ce standard au sein du MIT (Massachusetts Institute of Technologie) de Boston (USA), plus particulièrement au sein du groupe de recherche Auto-ID Center, fût approuvé en juillet 2006.

## 1.6. les méthodes de localisation existantes

Ces dernières années, plusieurs méthodes ont été présentées pour permettre la localisation de lecteurs RFID ou de tags RFID. Dans ce chapitre, les approches les plus couramment utilisées pour l'estimation de la position sont présentées. Pour faire une comparaison avec les algorithmes introduits dans cette thèse, les approches présentées se limitent aux systèmes RFID UHF passifs.

### 1.6.1. Localisation des lecteurs UHF RFID

Plusieurs approches de suivi des appareils mobiles équipés de lecteurs RFID UHF ont été présentées. Elles reposent sur de nombreux tags de référence distribués à des emplacements fixes et connus. La position de l'appareil mobile peut être déterminée par l'emplacement des tags communiquant avec le lecteur [25-26] ou dans les systèmes améliorés, par les valeurs correspondantes de l'indicateur de la puissance du signal reçu (RSSI) fournies par la plupart des lecteurs RFID commerciaux disponibles dans le marché [27-29]. Avec cette approche, la taille de la zone de mesure et la précision du système dépendent de la manière dans laquelle les tags RFID sont distribués. La plus petite erreur moyenne de toutes les approches étudiées était de 10,3 cm décrit dans [9], où les tags RFID étaient répartis au sol dans une grille cartésienne régulière à 2 dimensions en utilisant un espacement de 30 cm. Une application intéressante pourrait être la localisation d'un lecteur RFID portable, et un arrangement possible de tags de référence sont placés à des positions prédéfinies fixes sur un tapis. Un schéma de principe de l'approche de localisation est illustré sur les Fig. 1.11 et Fig.1.12



Fig.1-11 : la disposition des tags RFID sur le sol

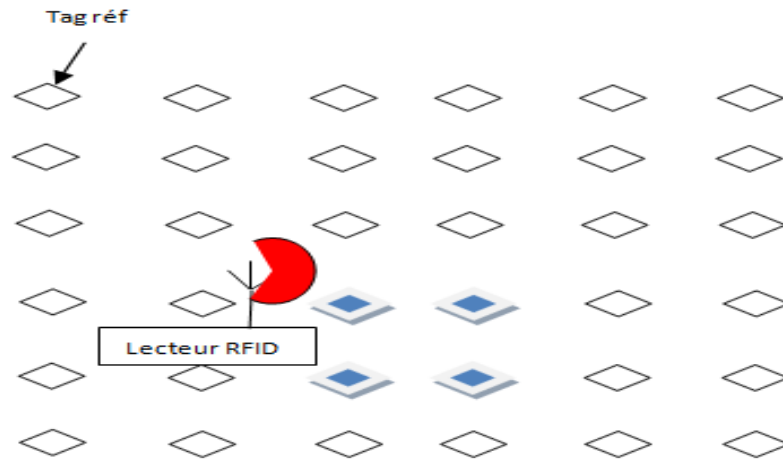


Fig.1-12 : Localisation d'un lecteur RFID à l'aide de transpondeurs de référence répartis à des positions prédéfinies fixes, évaluant les emplacements des étiquettes communiquant avec le lecteur

### 1.6.2. Localisation des tags UHF RFID

S'appuyant sur l'évaluation des signaux de tag rétrodiffusés, plusieurs systèmes ont été introduits pour permettre la localisation de tags RFID UHF passifs. Les paramètres d'un signal rétrodiffusé sont l'intensité du signal reçu et la phase d'arrivée, nous classifions donc les systèmes en fonction de ces paramètres.

#### 1.6.2.1 Localisation basée sur l'évaluation de l'intensité du signal reçu :

La plupart des lecteurs RFID standard fournissent un indicateur d'intensité du signal reçu à chaque communication avec un tag RFID. Généralement, cette valeur RSSI est un nombre sans dimension qui peut être converti en une intensité de champ reçue.

##### a) Localisation basée sur la puissance du signal reçu à l'aide de tags de référence :

Une méthode courante pour localiser les tags RFID UHF passifs consiste à enregistrer les valeurs RSSI fournies par les lecteurs RFID à l'aide de plusieurs antennes de lecteurs distribuées et les comparer avec celles des tags de référence situées à des positions prédéfinies fixes dans la zone de lecture [11]. La position du tag cible peut être déterminée en utilisant la position du tag de référence avec la valeur RSSI la plus similaire, ou en utilisant le principe du k- plus proches voisins [12], où k tags de référence sont sélectionnées comme les plus proches voisins, dont les coordonnées sont utilisées pour estimer la position de tag cible. Pour améliorer les résultats de la localisation, une valeur RSSI étendue peut être utilisée en configurant le lecteur RFID afin qu'il modifie sa puissance d'émission pour chaque communication [13]-[15]. Dans les systèmes présentés, la précision de la localisation dépend de la distribution et du nombre de tags de référence. l'erreur moyenne la plus basse de tous les systèmes étudiés était de 18 cm selon le principe des k- plus proches voisins comme c'est

décrit dans [14], où les tags de référence ont été répartis au sol dans une grille cartésienne 2D régulière en utilisant un espacement de 50 cm, et 4 lecteurs ont été utilisés pour couvrir une zone de mesure de 4,2 m x 2,8 m. Un schéma de principe de l'approche de localisation est illustré à la Fig. 1.13.

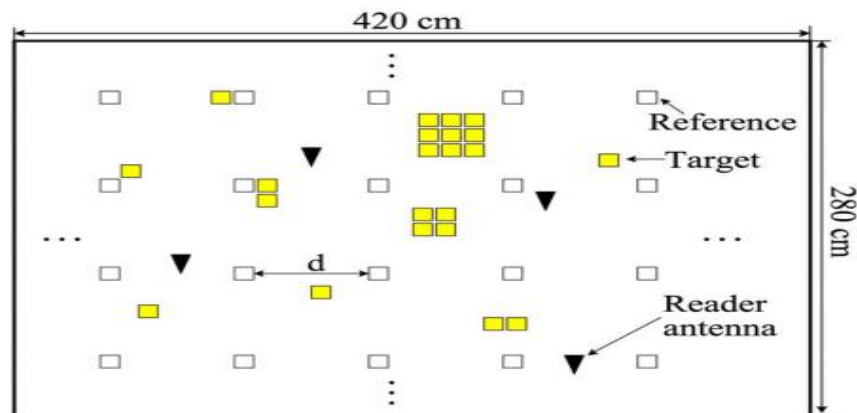


Fig.1-13. Localisation des tags RFID selon le principe du k- plus proche voisin.

### b) Localisation basée sur la puissance du signal reçu sans tag de référence

Des méthodes reposant sur la relation entre la valeur RSSI et la distance du tag RFID cible à partir de plusieurs antennes de lecteur ont été présentées dans [16]. Cette approche ne nécessite pas des tags de référence à des positions prédéfinies, mais le modèle de la puissance du signal reçu est nécessaire. Dans la plupart des cas, cette valeur de puissance doit être estimée en plus de la position du tag, soit des mesures de référence avec un tag doivent être effectuées pour permettre sa détermination. Une procédure courante des systèmes étudiés consiste à calculer l'erreur quadratique moyenne entre les valeurs RSSI mesurées de plusieurs antennes de lecteurs et les valeurs RSSI modélisées. En utilisant cette approche, le nombre et la distribution des antennes de lecture influencent la précision du système de localisation. dans [17] indique que l'erreur moyenne de toutes les méthodes étudiées est de 17 cm. Aucune mesure de référence n'est donc nécessaire. Ce système utilisait une configuration dans laquelle 4 antennes de lecteur RFID étaient réparties à des positions connues autour du périmètre de la zone de mesure définie comme étant de 3mx 2m, et une propagation en visibilité directe entre les antennes de lecteur et le tag RFID était assurée. la Fig.1-14 et Fig.1-15 montrent l'approche de localisation basée sur RSSI .



Fig.1-14. Photo d'expérience dans une zone de 2mx3m.

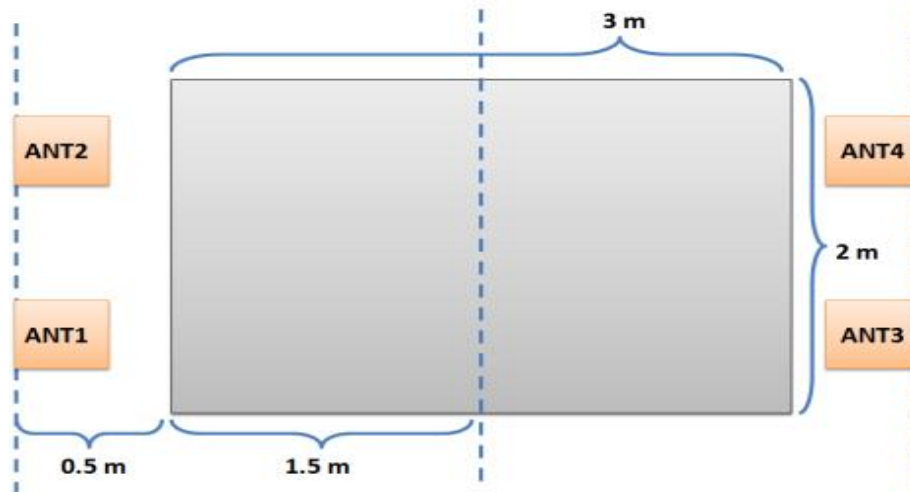


Fig.1-15. Vue de dessus de la zone de 2m x 3m entourée de quatre antennes de lecture

### 1.6.2.2 .Localisation basée sur l'évaluation de la phase

Plusieurs approches de localisation du tag RFID, reposant sur les informations de phase fournies par le lecteur RFID, ont été introduites dans [37-38]. Des méthodes de mesure de phase des signaux de tags rétrodiffusés sont décrites dans [39-40], et des approches de localisation sur ces valeurs de phase dans [41-42]. Cependant, L'estimation de la position est difficile, car une ambiguïté de  $2\pi$  apparaît dans la mesure de phase. Ci-après, quelques méthodes basé sur la phase sont présentées.

#### a) Localisation basée sur l'angle (direction) d'arrivée « DOA/AOA » :

L'angle d'arrivée (AoA) du signal incident peut être calculé en utilisant un réseau de plusieurs antennes, en combinant plusieurs réseaux la position de la source du signal peut être estimée. Plusieurs systèmes ont été introduits qui permettent la localisation de tags UHF RFID passifs avec l'estimation de AoA [24] et [25] . En utilisant cette approche, aucun tag de référence à des positions prédéfinies fixes n'est requis. Cependant, la phase d'arrivée du signal de tag rétrodiffusé doit être estimée simultanément sur plusieurs récepteurs, ce qui n'est pas pris en charge par les lecteurs RFID disponibles dans le commerce. Ainsi, une mesure de phase basée sur les signaux radiofréquence incidents doit être effectuée, ce qui entraîne des

exigences supplémentaires en matière de matériel et de traitement du signal. La plus petite erreur moyenne de toutes les méthodes étaient de 10 cm avec 10 tags de références et 5.4cm avec 40 tags de références en utilisant le système décrit dans [37] où la localisation a été réalisé dans un environnement intérieur comme illustré à la figure1.16. Il consiste principalement en un lecteur, une antenne et des tags. L'antenne était fixée au toit à une hauteur de 250 cm et la carte UCA conçue était composée au sol par 40 tags de référence. Le rayon de l'UCA est d'environ 95,5 cm et l'intervalle des tags de référence est de 15 cm. Pour une lecture efficace, tags de référence étaient collés sur du papier ondulé. La fréquence du signal envoyé par le lecteur R420 est de 920,625 MHz et la puissance transmise est de 32,5 dBm. Les positions des éléments du réseau d'antennes de lecteurs virtuels sont les suivantes: les points noirs indiqués dans le coin inférieur droit de la figure1.16 et l'intervalle est de 30 cm. Pour réduire l'impact des erreurs , la moyenne de cinq mesures est utilisée comme entrée. Les cibles étaient fixé sur un tube en PVC et testé dans un carré de 2 m × 2 m.

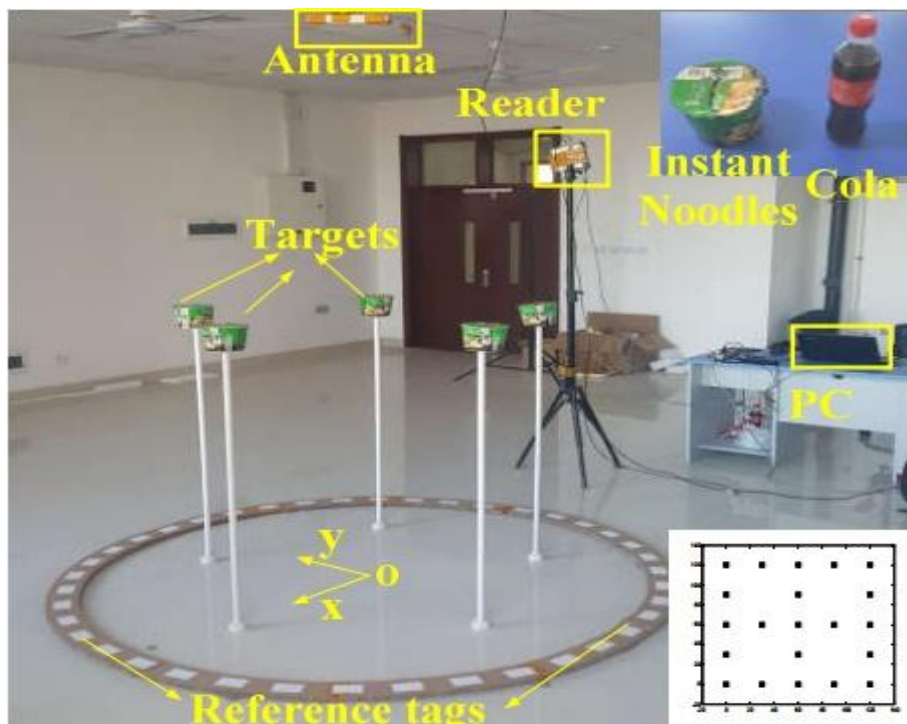


Fig.1-16. Photo d'expérience dans une zone de 2mx2m.

#### b) Localisation basée sur des ouvertures synthétiques :

Si une antenne de lecteur RFID est déplacée de manière séquentielle vers plusieurs positions connues et que le tag cible ne bouge pas pendant ces mesures, le tag peut être localisée sur la base d'un principe d'ouverture synthétique reposant sur les valeurs de PoA [26]. Les performances de cette approche dépendent de la taille de l'ouverture synthétique et du nombre de positions d'antenne. La plus petite erreur moyenne de tous les travaux est trouvée dans [27] qui indiquait une erreur de 24 cm, dans laquelle une localisation

tridimensionnelle était obtenue en déplaçant la face avant du lecteur vers 175 positions connues dans un plan d'antenne bidimensionnel. Un schéma d'une approche de localisation pour les tags RFID UHF passives basées sur le principe d'ouverture synthétique est illustré à la Fig. 1-17.

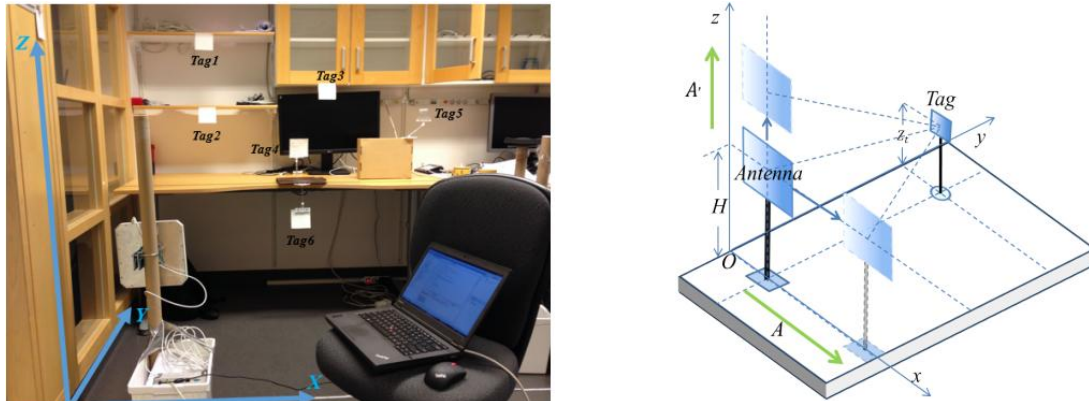


Fig.1-17. Configuration d'expérience de mesure en intérieur

En rapport avec cette méthode, la localisation de tags RFID UHF en mouvement peut être obtenue en appliquant une approche d'ouverture synthétique inverse, dans laquelle une seule interface de lecteur RFID est requise [28] et [30]. Ces systèmes reposent sur une trajectoire connue du tag, qui se produit par exemple si le tag se déplace sur une bande mobile. Dans ce scénario, la vitesse de la bande mobile influe sur la précision de la localisation car elle détermine le nombre de mesures pour une longueur spécifique de l'ouverture synthétique inverse. La plus petite erreur des systèmes étudiés était environ 5,1 cm selon la méthode décrite dans [29], dans laquelle 87 mesures ont été effectuées en utilisant une ouverture synthétique inverse de 1,7 m de longueur. La configuration de mesure pour la localisation des tags RFID UHF passifs en utilisant les ouvertures synthétiques inverses est illustrée à la Fig. 1-18.



Fig.1-18. Configuration de mesure. Une seule antenne fixe interroge le tag et crée l'ouverture synthétique inverse.

**c) Localisation basée sur plusieurs fréquences :**

Si le lecteur RFID est configuré pour modifier sa fréquence d'émission pour des communications consécutives avec le tag cible, la longueur du trajet de propagation du signal radiofréquence peut être estimée sans ambiguïté pour une distance de mesure limitée en utilisant l'approche d'ondes continues à pas de fréquence (frequency-stepped continuous-wave FSCW) [50-51]. Si deux fréquences d'émission sont utilisées, la différence résultante dans la phase d'arrivée  $\Delta\varphi$  est proportionnelle à la distance  $r$  entre le lecteur et le tag RFID.

$$r = \frac{c \Delta\varphi}{4\pi\Delta f} \quad (1.1)$$

Où  $\Delta f$  est la différence des fréquences d'émission et  $c$  est la célérité de la lumière. En raison de l'ambiguïté de  $2\pi$  dans la mesure de phase, la distance maximale non ambiguë est définie par :

$$r_{max} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (1.2)$$

En augmentant le nombre de fréquences d'émission et donc de la largeur de bande du système pour un  $\Delta f$  donné, la résolution du système de mesure peut être améliorée.

Plusieurs systèmes ont été introduits qui permettent une estimation de la distance en utilisant une approche FSCW [33]-[35]. La plus petite erreur moyenne absolue de tous les systèmes étudiés dans l'estimation de la distance entre le lecteur RFID et le tag était de 14 cm selon l'approche à fréquences multiples décrite dans [34], où 105 fréquences d'émission de 902 MHz à 928 MHz en utilisant une différence de fréquence  $\Delta f$  de 250 kHz sont utilisés pour la mesure de distance. Une configuration de mesure dans une chambre anéchoïque RF pour la localisation FSCW est illustrée à la Fig. 1-19.

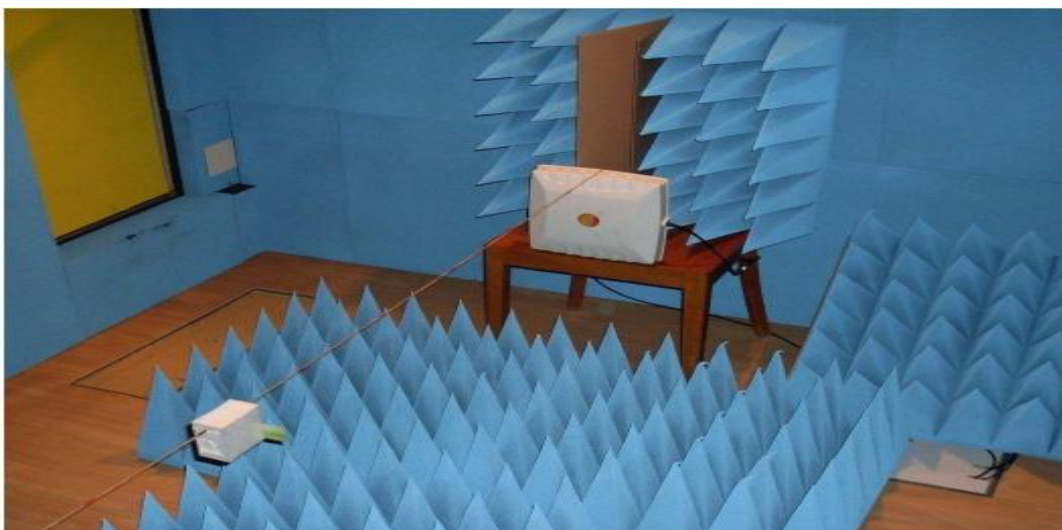


Fig.1-19. Configuration de mesure dans une chambre anéchoïque RF.

## **1.7.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système RFID UHF passif, le standard EPCglobal Classe 1 Génération-2 qui gère la communication entre un lecteur et un tag et les différentes approches de localisation dans le système RFID, dans cette thèse nous avons opté d'utiliser l'approche basée sur l'estimation de l'angle d'arrivée, en effet la méthode proposée estime l'angle d'arrivée en champs lointain avec sa version 1D et l'angle d'arrivée et la distance (range) en champs proche avec sa version 2D, les résultats obtenus par l'estimation en champ proche sont utilisés pour le suivi d'un tag RFID monté sur un objet mobile en utilisant le filtre de Kalman dans le plan XY.

*CHAPITRE 2:*  
*MODELISATION ET LOCALISATION DU TAG*  
*RFID EN CHAMP LOINTAIN D'UN RESEAU*  
*LINEARE UNIFORME (ULA)*

## 2.1. Introduction

Les Systèmes d'identification par radiofréquence (RFID) fonctionnant dans la bande de fréquences 860-960MHz est utilisée pour l'identification d'objets étiquetés. De nos jours, cette technologie a une très large utilisation avec plusieurs applications [38]. D'autre part, les applications de localisation ont beaucoup attiré l'attention. Systèmes utilisant différents paramètres tels que la puissance du Signal reçu (RSS), temps d'arrivée (TOA) et angle d'arrivée (AOA) sont capables d'estimer la position des tags. Une méthode courante pour localiser les d'étiquettes RFID passives consiste à déterminer le sens de propagation de l'onde radiofréquence atteignant un réseau d'antennes [39]. Avec L'utilisation de réseau linéaire uniforme (ULA), nous pouvons estimer l'angle d'arrivée (AoA) et en combinant plusieurs réseaux d'antennes, la position de l'étiquette (tag) RFID peut être estimée sans ambiguïté [40]. Des études d'estimation de l'AOA des étiquettes (tags) RFID peuvent être trouvées dans la littérature [41] -[46]. Ce chapitre est consacré à l'estimation de la direction d'arrivée d'étiquettes (tags) RFID passives en utilisant un réseau linéaire uniforme co-localisé (ULA) équivalent à un réseau d'antennes uniforme en réception. L'efficacité de la procédure proposée est démontrée par des mesures effectuées dans une chambre anéchoïque.

Certaines méthodes existantes sont présentées pour localiser les sources. Ils existent beaucoup de méthodes de localisation des sources, telles que les méthodes basées sur les sous-espaces. Toutes ces méthodes peuvent être divisées en deux groupes selon l'ordre statistique utilisé. Certaines méthodes sont développées à partir des statistiques de second ordre et certains sont développées à partir l'utilisation des statistiques d'ordre supérieure. Certaines méthodes développées à partir des statistiques de second ordre sont présentées en détail.

Enfin, une bande théorique est introduite, appelée bande de Cramer-Rao (CRB). Elle est utile pour évaluer les performances de différentes méthodes d'estimation.

## 2.2. Modèle de signal en champ lointain

En théorie électromagnétique, le champ proche et le champ lointain sont deux régions du champ électromagnétique rayonné par une source, définies par des relations entre la distance entre la source et le point où le champ est mesuré. Dans la zone de champ lointain, les composantes électriques et magnétiques du champ émis par une antenne donnée sont orthogonales les unes aux autres [47]. et le diagramme de champ ne varie pas avec la distance entre l'antenne et le point où le champ est mesuré. La condition de champ lointain est très utile pour obtenir une expression simple de propagation d'une onde.

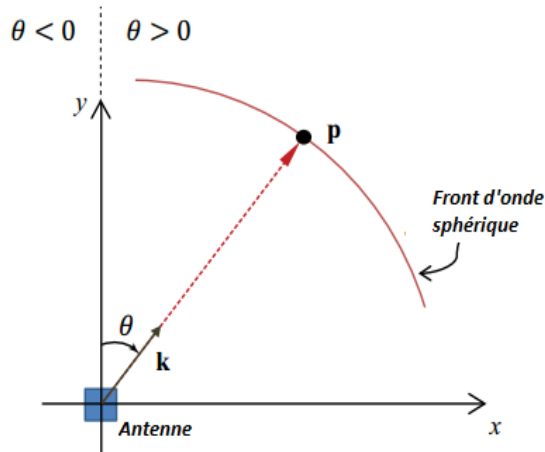


Fig.2-1. Antenne transmet un signal avec front d'onde sphérique.

La condition pour qu'un point de l'espace soit pris en compte dans la région de champ lointain d'une antenne est donnée par [47] .

$$R \geq \frac{2\Delta^2}{\lambda} \tag{2.1}$$

Où  $\Delta$  est la plus grande dimension de l'antenne,  $\lambda$  sa longueur d'onde et R la distance entre l'antenne et le point où le champ est mesuré.

Pour donner une expression mathématique du modèle du signal en champ lointain, nous considérons la configuration montrée sur la Fig.2-2, considérons K signaux à bande étroite en champ lointain reçus par un réseau linéaire uniforme (ULA). On considère un réseau d'antennes linéaire composé de M éléments équidistants. La distance d entre deux éléments adjacents est inférieur ou égale à  $\lambda/2$  , où  $\lambda$  est la longueur d'onde. Ce réseau reçoit K (K < M) signaux émis par des sources rayonnantes auxquels se superposent un bruit blanc gaussien additif. Le signale reçu par le m<sup>ieme</sup> élément du réseau peut s'écrire sous la forme :

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) e^{j\varphi_{mk}} + n_m(t), \quad t = 1, 2 \dots T \tag{2.2}$$

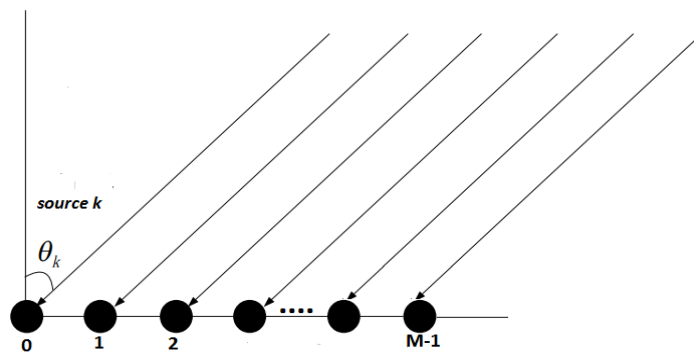


Fig.2-2. Configuration du Réseau Linéaire Uniforme (ULA) en champ lointain

Où  $T$  est le nombre d'échantillons,  $m \in [0, M - 1]$ ,  $n_m(t)$  est un bruit blanc gaussien additif,  $s_k(t)$  est le signal provenant de la  $k^{\text{ième}}$  source, et  $\varphi_{mk}$  est la différence de phase entre les signaux reçus par le  $m^{\text{ième}}$  élément de réseau et le premier élément.  $\varphi_{mk}$  peut s'écrire comme :

$$\varphi_{mk} = -\frac{2\pi md}{\lambda} \sin \theta_k \quad (2.3)$$

Où  $\theta_k$  est l'azimut (DOA) de la  $k^{\text{ième}}$  source.

Les signaux reçus par le réseau linéaire uniforme peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$X(t) = A(\theta)S(t) + N(t) \quad (2.4)$$

Où  $A(\theta)$  est la matrice directionnelle ( $M \times K$ ),  $A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]$

Où:

$$a(\theta_k) = \frac{1}{\sqrt{M}} [\alpha_1, \alpha_2 e^{-j\varphi_k}, \dots, \alpha_M e^{-j(M-1)\varphi_k}]^T \quad (2.5)$$

$\alpha_i$  est le gain du  $i^{\text{ième}}$  élément,  $i \in [1, M]$

$$\varphi_k = 2\pi f \frac{d}{c} \sin(\theta_k) \quad \text{où } \theta_k \in \left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right],$$

$S(t)$  est le vecteur des signaux sources ( $K \times T$ ),

$S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T$ ,  $N(t)$  est la matrice des bruits ( $M \times T$ ),

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (2.6)$$

On suppose également que :

- les  $K$  sources sont placés à une distance située dans la zone du champ lointain,
- les signaux émis par les sources sont stationnaires, centrés et non corrélés avec les bruits,
- les bruits observés sur les différents éléments sont stationnaires, centrés, non corrélés entre eux et de même variance  $\sigma^2$ .

Dans le cas d'un système RFID, le signal rétrodiffusé par un tag UHF passif reçu par un élément d'un réseau d'antenne colocalisé est donné par :

$$x(t) = I(\theta)v(t) + a(\theta)s(t) + n(t) \quad (2.7)$$

Tels que  $v(t)$  et  $s(t)$  sont respectivement le signal envoyé par le lecteur et le signal rétrodiffusé par le tag passif.

D'une manière similaire,  $I(\theta)$  et  $a(\theta)$  sont les vecteurs directionnels correspondent au signal du lecteur et le signal rétrodiffusé par un tag respectivement.

$n(t)$  est un vecteur du bruit blanc gaussien additif (AWGN), qui représente le bruit à l'instant 't' dans le réseau d'antennes linéaire. Pour estimer la direction d'arrivée du signal rétrodiffusé par le tag, il est nécessaire d'éliminer le signal du lecteur  $v(t)$  qui est toujours à

très grande puissance par rapport au signal rétrodiffusé par le tag ce qui influé significativement sur l'estimation de l'angle d'arrivé du signal du tag.

Après l'élimination du signal lecteur, le model du signal reçu au niveau du réseau d'antennes linéaire est donné par :

$$x(t) = a(\theta)s(t) + n(t) \quad (2.8)$$

### 2.2.1. Méthodes d'estimation de nombre de sources

Avant que la DOA puisse être estimée, le nombre de sources doit être connu. Dans ce chapitre, on présente les méthodes les plus connues d'estimation de nombre de sources à savoir EVD et les méthodes basées sur les théories de l'information (AIC et MDL).

#### *Première méthode : Méthode Eigen value Décomposition (EVD)*

La méthode de décomposition en valeur propre (EVD) peut estimer les puissances des signaux sources, la puissance de bruit et le nombre de sources [48] .

En utilisant la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance des signaux reçus par le réseau d'antennes uniforme (ULA).

$$R = E[x(t)x^H(t)] = A(\theta)R_s A(\theta)^H + R_N = V\Lambda V^H \quad (2.9)$$

Où  $V$  est la matrice formée des vecteurs propres de la matrice  $R$  et  $\Lambda$  est la matrice diagonale des valeurs propres de la matrice  $R$ .

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_K > \lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} \dots = \lambda_M = \sigma_N^2] \quad (2.10)$$

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_N^2 & 1 \leq i \leq K \\ \sigma_N^2 & K + 1 \leq i \leq M \end{cases}$$

A partir des valeurs propres de la matrice de covariance, on peut estimer les puissances de sources  $\sigma_s^2$  et la puissance de bruit  $\sigma_N^2$  ainsi le nombre des sources  $K$ , dans le cas général, au-delà de la dimension  $K$  les valeurs propres sont très faibles et la moyenne de ces valeurs nous donne la puissance de bruit.

#### *Deuxième Méthode : les Critères de détection de l'information*

**Akaike Information Criterion (AIC) :** Ce critère est basé sur une mesure d'information de Kullback-Leibler [48] , ce critère est décrit en fonction du paramètre  $m$ ,  $0 \leq m \leq M - 1$

$$AIC(m) = T(M - m) \ln \Lambda(m) + m(2M - m) \quad (2.11)$$

$$\Lambda(m) = \frac{1}{M-m} \frac{\sum_{i=m+1}^M \lambda_i}{(\prod_{i=m+1}^M \lambda_i)^{1/M-m}}$$

**Minimum Description Length (MDL):** Cette méthode est basée sur la complexité de Kolmogorov. En utilisant les mêmes paramètres utilisés pour décrire AIC (m), la méthode MDL (m) est donné par:

$$\text{MDL}(m) = T(M - m) \ln(\Lambda(m)) + 0.5m(2M - m) \ln(T) \quad (2.12)$$

En analysant les équations (2.11) et (2.12), on peut voir qu'elles sont composées de deux termes, le premier terme  $T(M - m) \ln(\Lambda(m))$  est commun aux deux équations. Ce terme est inversement proportionnel à m. Le deuxième terme est une fonction de pénalité. Dans les deux critères, la fonction de pénalité est directement proportionnelle à m. La combinaison des deux termes signifie qu'il devrait y avoir une valeur  $m = m^{\text{opt}} = M$  qui minimise la somme et nous informe sur le nombre des sources.

### 2.3. Méthodes basées sur les statistiques de second ordre

#### 2.3.1. Techniques de formation de voies (Méthodes Basse résolution)

##### 2.3.1.1. Formateur de voies conventionnel (beamforming)

Combiner les sorties pondérées du réseau d'antennes conduit à:

$$y(t) = w^H x(t) \quad (2.13)$$

Où les éléments du vecteur w sont les poids affectés au sorties du réseau d'antennes. w est appelé filtre spatiale ou formateur de voie [49].

L'idée générale consiste à orienter le réseau d'antennes vers une direction donnée et mesurer la puissance de sortie. Les directions d'angles d'arrivée sont celles qui correspondent à un maximum de puissance. On oriente la réponse du réseau d'antennes vers une direction donnée en formant une combinaison linéaire des sorties des éléments du réseau.

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* x_m(t) = w^H x(t) \quad (2.14)$$

La puissance de sortie est mesurée par :

$$P(w) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N |y(t)|^2 = w^H \hat{R} w \quad (2.15)$$

Où  $\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N x(t) x^H(t)$  est une estimée de la matrice de covariance spatiale  $R = E[x(t)x^H(t)]$ .

Dans le Formateur de voies Conventionnel (ou de Bartlett) on maximise la puissance  $P(w)$

$$\max_w P(w) = \max_w E[x(t)x^H(t)] = \max E\{|s(t)|^2\} |w^H A(\theta)|^2 + \sigma^2 |w|^2 \quad (2.16)$$

Sous la contrainte que  $|w|^2=1$

$$w_{\text{BF}} = \frac{A(\theta)}{\sqrt{A^H(\theta)A(\theta)}} \quad (2.17)$$

En introduisant l'expression de  $w_{\text{BF}}$  dans la puissance on trouve le spectre spatial suivant :

$$P_{BF} = \frac{A(\theta)^H \hat{R} A(\theta)}{A^H(\theta) A(\theta)} \quad (2.18)$$

### 2.3.1.2. Formateur de voies de Capon

Il minimise la puissance du bruit et des signaux arrivant de directions différentes de  $\theta$ , tout en maintenant un gain fixe dans la direction  $\theta$ . Il est aussi connu sous le nom de (Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) filter ) [50] .

$$\min_w P(w) \text{ et } w^H A(\theta) = 1 \quad (2.19)$$

Le vecteur de pondération

$$w_{cap} = \frac{\hat{R}^{-1} A(\theta)}{A^H(\theta) \hat{R}^{-1} A(\theta)} \quad (2.20)$$

En introduisant  $w_{cap}$  dans l'expression de la puissance on trouve le spectre spatial de capon :

$$P_{cap} = \frac{1}{A^H(\theta) \hat{R}^{-1} A(\theta)} \quad (2.21)$$

### 2.3.2. Méthodes d'estimation de la DOA à haute résolution

#### 2.3.2.1. MUSIC

La matrice de covariances des signaux reçus est donnée par:

$$R = E[x(t)x^H(t)] = A(\theta)R_s A(\theta)^H + R_N \quad (2.22)$$

Où  $R_s = E[s(t)s^H(t)]$  est la matrice de covariance des signaux sources ( $K \times K$ ), et  $R_N = E[N(t)N^H(t)] = \sigma^2 I_M$  est la matrice de covariance du bruit ( $M \times M$ ),  $I_M$  la matrice identité. La méthode MUSIC [51] utilise la décomposition de la matrice de covariance en valeurs propres pour séparer le sous espace signal du sous espace bruit,

$$R = V \Lambda V^H \quad (2.23)$$

Où  $V$  est la matrice formée des vecteurs propres de la matrice  $R$  et  $\Lambda$  est la matrice diagonale des valeurs propres de la matrice  $R$ .

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_p > \lambda_{p+1} = \lambda_{p+2} \dots = \lambda_N = \sigma^2] \quad (2.24)$$

$$V = [V_S \ V_N] \quad (2.25)$$

Où  $V_S$  et  $V_N$  engendrent respectivement l'espace signal et l'espace bruit. Les vecteurs propres correspondants aux plus petites valeurs propres sont orthogonaux aux colonnes de la matrice  $A$ .

$$\{V_{K+1}, V_{K+2}, \dots, V_M\} \perp \{a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)\} \quad (2.26)$$

Cette orthogonalité est due au fait que les vecteurs du sous espace signal engendrent le même sous espace que les vecteurs colonnes de la matrice  $A$  et comme  $V_S$  est orthogonal à  $V_N$  (matrice hermitienne) donc les colonnes de  $A$  sont aussi orthogonales à ceux de  $V_N$ . Pour estimer les directions d'arrivée des sources rayonnées, le modèle du vecteur source (vecteur directionnel)  $a(\theta)$  doit être connu. On a supposé que les sources sont placées à une grande

distance, les ondes reçues sont alors des ondes planes et les capteurs (éléments du réseau) utilisés sont identiques et de gain unitaire. L'orthogonalité des vecteurs avec les vecteurs propres de l'espace bruit est alors caractérisée par leur projection sur celui-ci. En effectuant un balayage de tous les angles possibles, les DOAs estimées sont les valeurs maximisant la relation suivante :

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{|a(\theta)^H V_N|^2} = \frac{1}{a(\theta)^H V_N V_N^H a(\theta)} \quad (2.27)$$

### 2.3.2.2. Root MUSIC

L'algorithme MUSIC reste toujours le plus connu, mais souffre du problème d'estimation des sources corrélées, plusieurs version de cette algorithme ont été développées pour améliorer l'estimation de ces sources, dans [51] une version de music a été développée basé sur une version polynomiale équivalente basée sur la méthode de Pisarenko qui suppose le nombre de signaux connu et impose un nombre de  $D+1$  éléments du réseau, Root music est utilisée seulement dans les réseaux d'antennes qui possèdent une matrice directionnelle  $A(\theta)$  de type Vandermonde.

Le dénominateur du spectre MUSIC,  $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$  de (2.27) peut être s'écrit sous la forme:

$$D(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M e^{-j2\pi m \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}} R_N^{(m,n)} e^{-j2\pi n \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}} = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} a_l e^{-j2\pi l \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}} \quad (2.28)$$

Tel que

$$R_N = V_N V_N^H \text{ et } a_l = \sum_{l=m-n} R_N^{(m,n)}$$

En posant  $z = e^{j2\pi \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}}$ , (2.28) devient  $D(z) = \sum_{l=-(M-1)}^{M-1} a_l z^{-l}$ , les racines de ce polynôme sont dans le cercle unité et leurs arguments sont  $\arg(z) = 2\pi \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}$  ce qui implique :

$$\hat{\theta} = \text{asin}\left(\frac{\lambda \arg(z)}{2\pi d}\right) \quad (2.29)$$

### 2.3.2.3. La méthode optimale de MUSIC classique (méthode de toeplitz) [52]

La méthode MUSIC classique impose que les signaux des sources soient complètement décorrélés pour que l'estimation de leurs directions d'arrivée soit correcte. Or le rang de la matrice de covariance  $R$  est toujours égal au nombre de signaux complètement décorrélés, ainsi dès qu'il y a une forte corrélation entre deux signaux, le rang de cette matrice de corrélation se réduit d'une unité, ce qui implique une sous estimation du nombre de directions d'arrivée des ondes et l'algorithme MUSIC n'est plus directement applicable dans ce cas .

Différentes versions optimales ont été développées pour résoudre ce problème existant dans la version de MUSIC classique. Parmi elles, la méthode de Toeplitz sera présentée dans le paragraphe suivant.

Idéalement, la matrice de covariance  $R$  doit posséder les propriétés de la matrice Toeplitz, mais en pratique, à cause de l'existence des erreurs et du bruit,  $R$  n'est qu'une matrice à diagonale dominante. Par l'intermédiaire du traitement préliminaire de Toeplitz, nous pouvons construire une matrice assez proche de la matrice de covariance exacte, suivant le problème de minimisation :

$$\min_{R_T \in S_T} |R_T - R| \quad (2.30)$$

Où  $S_T$  est l'ensemble des matrices de Toeplitz.

L'étape essentielle de la méthode de Toeplitz classique est de faire la moyenne sur les éléments situés dans la diagonale de la matrice de covariance. Cette étape peut s'exprimer avec les deux relations suivant :

$$r_T(-n) = \frac{1}{M-n} \sum_{i=1}^{N-n} r_{i(i+n)} \quad 0 \leq n \leq M \quad (2.31)$$

$$r_T(n) = r_T^*(-n)$$

Où  $M$  est le nombre des éléments de l'antenne ;

$r_{i,j}$  est l'élément  $(i, j)$  de la matrice de covariance  $R$  ;

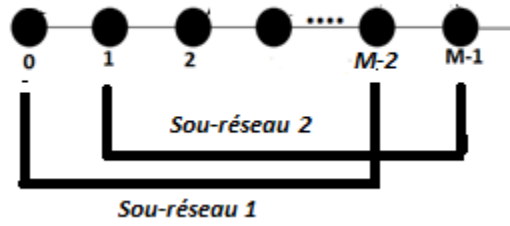
$r_{Tij} = r_T(i - j)$  est l'élément  $(i, j)$  de la matrice de covariance  $R_T$ .

Les étapes de cet algorithme sont les suivantes :

- 1) Traitement préliminaire de Toeplitz sur la matrice de covariance  $R$  afin d'obtenir le vecteur  $r$ ;
- 2) Reconstruction de la matrice de covariance  $R_T$  par l'intermédiaire du vecteur  $r$ ;
- 3) Décomposition spectrale de la matrice de covariance  $R_T$  pour obtenir le sous espace signal et le sous espace bruit ;
- 4) Estimation des directions d'arrivée avec la méthode MUSIC classique.

#### 2.3.2.4. Algorithme ESPRIT

L'algorithme ESPRIT (Estimation of Signal Parameters using Rotational Invariance Techniques) [53] divise un réseau de  $M$  antennes en deux sous-réseaux identiques de  $M - m$  antennes, décalés d'une distance de  $m \times d$ .


 Fig.2-3. Exemple de lissage de réseau d'antennes ( $m=1$ )

Considérons un réseau linéaire uniforme (ULA), sa structure de la matrice directionnelle est :

$$A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]$$

$$a(\theta_1) = \left[ 1, e^{-j2\pi \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}}, \dots, e^{-j2\pi(M-1) \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}} \right]^T = \left[ 1, e^{-j2\pi\phi}, \dots, e^{-j2\pi(M-1)\phi} \right]^T \quad (2.32)$$

En supprimant le premier ou le dernier élément de ce vecteur, on obtient deux sous vecteurs linéairement dépendants.

$$a(\theta_1) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) \\ \text{ligne M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{ligne 1} \\ a_2(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Ce qui implique  $a_2(\theta_1) = a_1(\theta_1)e^{-j2\pi\phi}$ , dans le cas général où le réseau d'antennes reçoit  $K$  sources  $A(\theta)$  peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} A_1(\theta) \\ \text{ligne M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{ligne 1} \\ A_2(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Donc par conséquent

$$A_2(\theta) = A_1(\theta)\phi \quad (2.35)$$

tel que  $\phi = \text{diag}(e^{-j2\pi\phi_1}, \dots, e^{-j2\pi\phi_K})$ .

Après l'application de la décomposition en valeur propre (EVD) de la matrice de covariance des signaux reçus par le réseau linéaire uniforme (ULA), le sous espace signal  $E_S$  se décompose en deux sous espace  $E_{S1}$  et  $E_{S2}$  tel que :

$$E_{S1} = A_1 T \quad (2.36)$$

$$\text{et } E_{S2} = A_2(\theta) T = A_1(\theta) \phi T \quad (2.37)$$

Ce qui implique que  $E_{S2} = E_{S1}\psi$ , tel que  $\psi = T^{-1}\phi T$ .

$\psi$  est estimé au sens de moindres carrés (LS) à partir de deux sous espaces signal :

$$\psi = (E_{S1}^H E_{S1})^{-1} E_{S1}^H E_{S2} \quad (2.38)$$

Les directions d'arrivées de toutes les sources sont estimées à partir des valeurs propres de la matrice  $\psi$  qui sont  $e^{-j2\pi\phi_k}$ ,  $k = 1 \dots K$ .

### 2.3.2.5. Méthode proposée basée sur les statistiques de second ordre

Les techniques traditionnelles d'estimation de la direction d'arrivée d'une source en utilisant un réseau linéaire uniforme (ULA) sont développées à l'aide des statistiques de second ordre (matrice de covariance) des signaux reçus. Dans un système RFID, En supposant que seulement le  $j^{\text{ème}}$  tag répond dans le time slot, nous proposons une méthode basée sur les statistiques de second ordre et sans décomposer la matrice de covariance en valeur propre (EVD). La matrice de covariance estimée des signaux reçus est donnée par:

$$R^j = E[X(t)X(t)^H] = A(\theta^j) R_s^j A(\theta^j)^H + \sigma^2 I_M \quad (2.39)$$

Où  $R_s^j = E[s^j(t)s^j(t)^H]$ . Dans un cas général, considérons que nous avons K sources. Dans ce cas,  $A(\theta^j)$  peut être divisé en deux sous-matrices:

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Où  $A_1$  correspond aux K premières lignes et  $A_2$  aux dernières lignes (M-K). Sous les hypothèses que  $A_1$  est non singulier (son déterminant est non nul et donc son rang est égale au K) et  $K < M$ , nous pouvons constater qu'il existe un projecteur linéaire entre  $A_1$  et  $A_2$  [54]

$$A_2 = P^H A_1 \quad (2.41)$$

Division de  $X(t)$  en  $X(t) = [X_1(t) X_2(t)]^T$  où  $X_1(t)$  et  $X_2(t)$  sont les K premières lignes et les dernières M-K lignes de  $X(t)$  respectivement, la matrice de covariance est donnée par:

$$R = E[X(t)X(t)^H] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$R_{11} = E[X_1(t)X_1(t)^H] = A_1 R_s A_1^H + \sigma^2 I_k \quad (2.43)$$

$$R_{21} = E[X_2(t)X_1(t)^H] = A_2 R_s A_1^H \quad (2.44)$$

Dans le cas d'un rapport signal sur bruit plus élevé, on obtient:

$$R_{11} = E[X_1(t)X_1(t)^H] \approx A_1 R_s A_1^H \quad (2.45)$$

$$R_{21} = E[X_2(t)X_1(t)^H] = A_2 R_s A_1^H \quad (2.46)$$

En combinant (2.45), (2.46), il est évident que:

$$\underline{R_{21}} R_{11}^{-1} A_1 = \underline{A_2 R_s A_1^H} \left( (A_1^H)^{-1} R_s^{-1} A_1^{-1} \right) A_1 = A_2 \quad (2.47)$$

En utilisant (2.47), nous obtenons un nouveau projecteur orthogonal dans le sous-espace bruit sans décomposition en valeurs propres (EVD) de la matrice de covariance:

$$\begin{bmatrix} R_{21} R_{11}^{-1} & -I_{M-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.48)$$

$$[P^H, -I_{M-k}] A(\theta) = F^H A(\theta) = 0 \quad (2.49)$$

Quand un seul tag est activé, (2.45) et (2.46) deviennent:

$$\begin{cases} R_{11} = R^j(1,1) \\ R_{21} = [R^j(2,1), R^j(3,1), \dots, R^j(M,1)]^T \end{cases} \quad (2.50)$$

En utilisant (2.49), en (2.50), nous introduisons un nouveau projecteur F dans le sous-espace bruit:

$$F = \left[ \begin{array}{c} R_{21} \\ R_j(1,1), -I_{M-1} \end{array} \right]^H$$

L'estimation de la DOA peut enfin être extraite en maximisant la fonction suivante:

$$C(\theta^j) = \max_{(\theta^j)} \left\{ \frac{1}{A(\theta^j)^H F F^H A(\theta^j)} \right\} \quad (2.51)$$

## 2.4. La bande de Cramer-Reo (CRB)

La bande CRB a été étudiée dans [55] pour le cas de champ lointain. Dans ce cas, la matrice d'information de Fisher (FIM) pour un vecteur de paramètre :

$$\alpha = [\theta^T \ \rho^T \ \sigma^T]^T \quad (2.52)$$

Désigne le vecteur de paramètre inconnu, où  $\theta = [\theta_1 \dots \theta_K]$ , la matrice d'information de Fisher (FIM) est donnée par :

$$FIM_{p,k} = N \text{tr} \left( \frac{dR}{d\alpha_p} R^{-1} \frac{dR}{d\alpha_k} R^{-1} \right) \quad (2.53)$$

Nous ne sommes souvent intéressés qu'au paramètre  $\theta$ , nous désignons la bande de CRB par  $CRB(\theta) = FIM^{-1}(\theta)$ ; on peut exprimer la bande de CRB par :

$$CRB(\theta) = \frac{\sigma}{2N} \left\{ \text{Re}(D^* \Pi_A^\perp D) \odot (R_S A^* R_S^{-1} A R_S)^T \right\}^{-1} \quad (2.54)$$

Tel que  $D = [d_1 \dots d_n]$  et  $d_k = \frac{da(\theta_k)}{d\theta_k}$ ;  $\Pi_A^\perp = I - \Pi_A = I - A(A^*A)^{-1}A^*$

## 2.5. Simulation et comparaison entre les méthodes d'estimation de la DOA en champs lointain

### 2.5.1. Simulation de la communication lecteur RFID /Tag RFID.

Les lecteurs et les tags doivent implémenter la commande Query présentée dans la Table.2.1. Query initie et spécifie une ronde de lecture (inventaire). La commande Query comprend les champs suivants:

**DR (TRcal divide ratio)** : définit la fréquence de liaison  $T \Rightarrow R$ .

**M (cycles per symbol)** : définit le format de modulation et le débit de données  $T \Rightarrow R$ .

**TRext** : détermine si un tag ajoute un *pilot tone* au préambule  $T \Rightarrow R$ .

**Sel** : choisit les tags qui répondent à la commande Query.

**Session** : choisit une session pour la ronde d'inventaire.

**Target** : sélectionne si les tags dont le flag est A ou B qui participent à la ronde d'inventaire. Les tags peuvent changer leur flag de A à B (ou vice versa) en raison de leur singularisation.

**Q** : définit le nombre de slots de ronde.

Le CRC-5 qui protège la commande Query est calculé sur le premier bit de code de commande jusqu'au dernier bit Q. Si un tag reçoit une commande Query avec une erreur dans CRC-5, elle traitera la commande comme non valide.

**Table 2.1 : la commande Query suivant le standard RFID**

	Command	DR	M	T <sub>Rext</sub>	Sel	Session	Target	Q	CRC
# of bits	4	1	2	1	2	2	1	4	5
description	1000	0: DR=8 1: DR=64/3	00: M=1 01: M=2 10: M=4 11: M=8	0: No pilot tone 1: Use pilot tone	00: All 01: All 10: ~SL 11: SL	00: S0 01: S1 10: S2 11: S3	0: A 1: B	0-15	CRC-5

**Table 2.2 : la commande Query simulée**

	Command	DR	M	T <sub>Rext</sub>	Sel	Session	Target	Q	CRC
valeur	1 0 0 0	1	0 0	1	0 0	0 0	0	0 0 0 0	0 1 1 0 1

**Table 2.3: les durées des symboles**

symboles	Durées des symboles utilisés
Tari	12.5 µs
PW (Pulse Width)	0.5tari
data1	1.75tari
RTcal	data1+tari
TRcal	2*RTcal

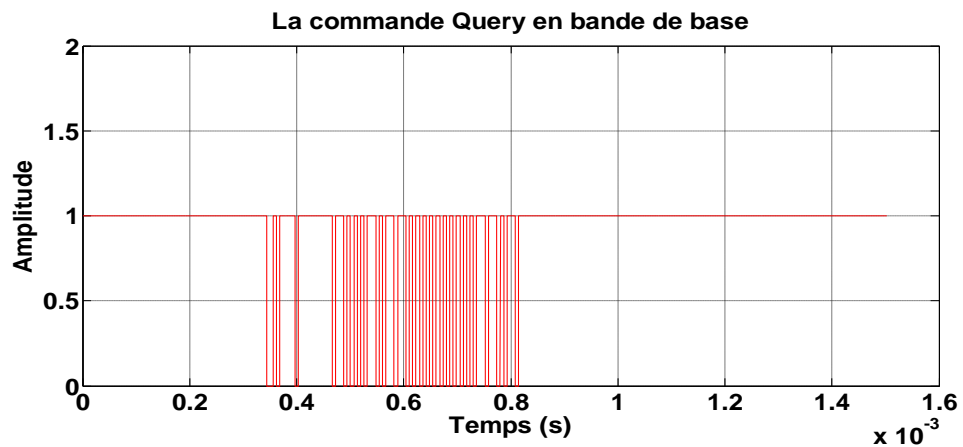


Fig.2-4. La commande Query en bande de base

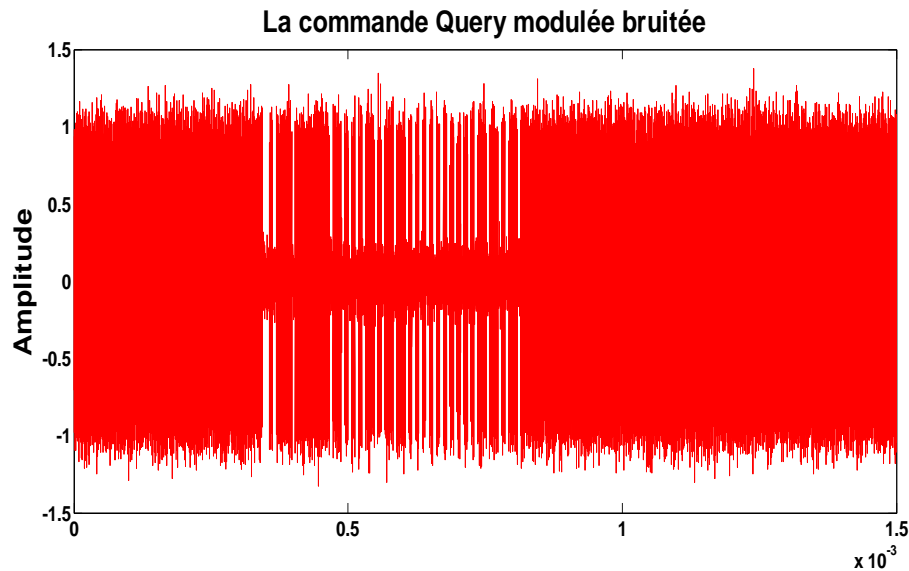


Fig.2-5. ASK (100% ) de la commande Query bruitée (SNR=20db)

Nous fixons la fréquence d'échantillonnage à 20Mhz ; le rapport signal sur bruit est 20db.les résultats de simulation avec MATLAB sont présentés sur la Fig.2-4 qui représente la commande Query en bande de base et la Fig.2-5 qui représente le signal envoyé par le lecteur dans un cannal AWGN avec un SNR=20dB et fréquence porteuse égale à 869Mhz.

### 2.5.2. Simulation de la communication Tag RFID/ lecteur RFID.

Une Tag communique avec un lecteur en utilisant une modulation par rétrodiffusion, dans laquelle le tag fait basculer le coefficient de réflexion de son antenne entre deux états en fonction des données envoyées.

Un Tag doit rétrodiffuser en utilisant un format de modulation, un codage de données et un débit de données fixes pendant la durée de la ronde d'inventaire, Le tag sélectionne le format de modulation; le lecteur sélectionne le codage et le débit des données à l'aide de la commande Query qui initie la ronde.

Dans cette simulation, nous utilisons le codage FM0, la modulation est la retro-modulation et le débit des données égale à BLF=310 Khz ; Après la démodulation de la commande Query envoyé par l'émetteur, le Tag fixe les types de codage et les autres paramètres exigés par cette commande Query, et répond à l'émetteur par la réponse RN16 suivant le protocole RFID classe 1 Gen2 ; les Fig.2-6, Fig.2-7 et Fig.2-8 représentent la réponse RN16 de la forme en bande de base jusqu'à sa forme dans un canal AWGN de SNR=20dB.

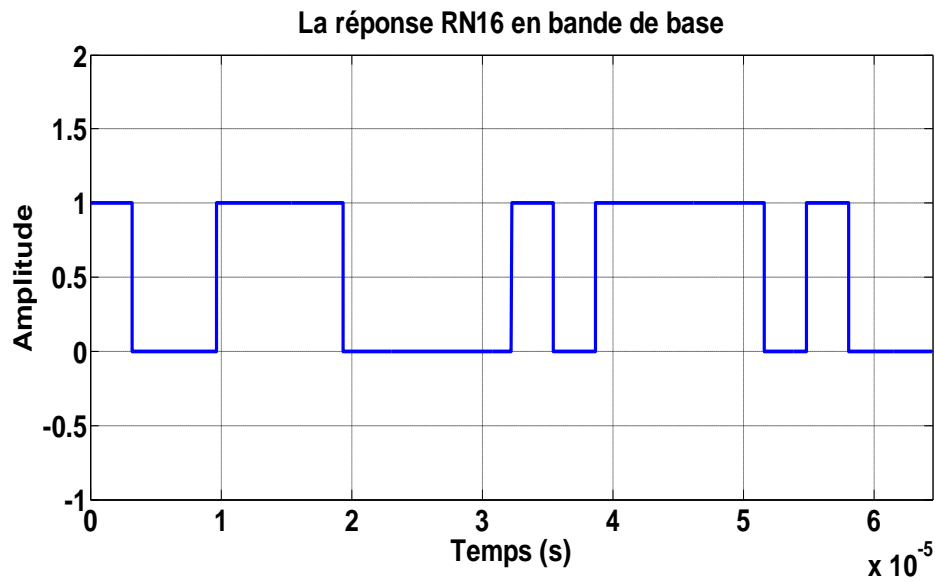


Fig.2-6. La réponse RN16 en bande de base

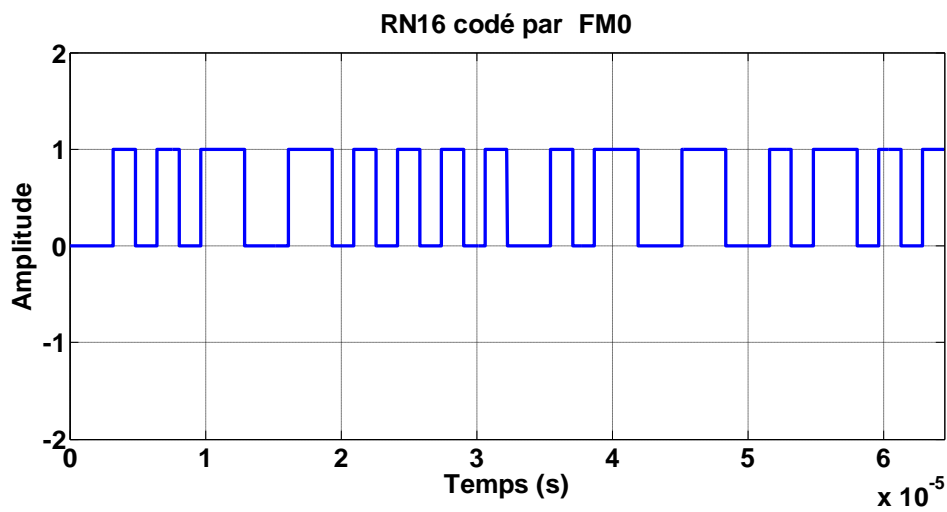


Fig.2-7. La réponse RN16 codée par FM0

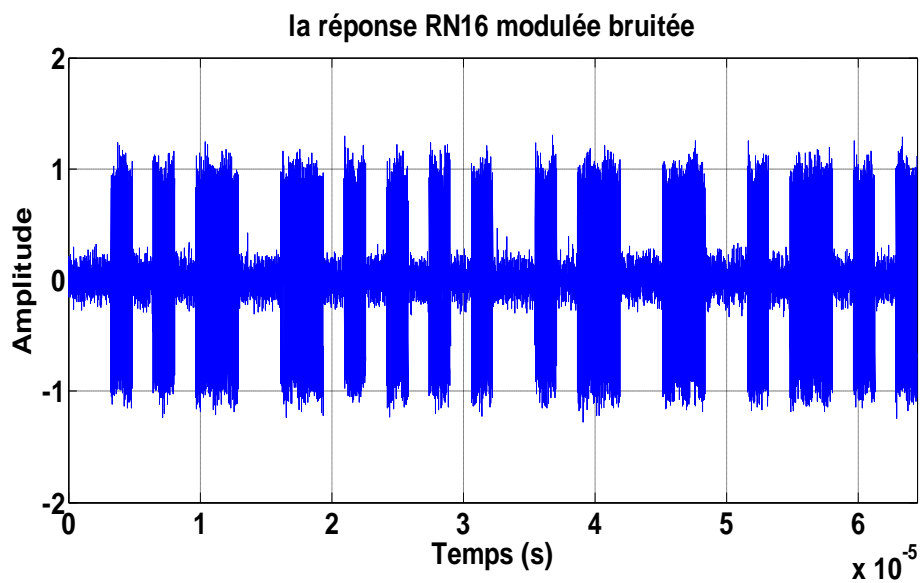


Fig.2-8. La retro modulation de la réponse RN16 bruitée (SNR=20db)

Dans cette simulation la retro-modulation est faite par le changement de l'impédance entre deux états 0 et 1 avec une portée de lecture qui n'est prise en compte.

### 2.5.2. Simulation des méthodes d'estimation de la DOA en champs lointain.

Dans cette section, la méthode proposée d'estimation de la DOA est comparé à l'aide d'un réseau d'antennes isotropes identiques à 5 éléments avec un gain unité espacé de  $\lambda/2$  à 869 MHz, considérant que  $K=2$  deux sources situées en champs lointain (zone des ondes planes) aux angles  $\theta_1 = 60^\circ$  et  $\theta_2 = 10^\circ$ , Les Fig.2-9 et Fig.2-10 illustrent respectivement les variations de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) de l'estimation de la DOA par au rapport signal sur bruit variant de 0 (dB) à 30 (dB) lorsque  $MC = 200$  tests de Monte-Carlo effectués. Le nombre d'échantillons utilisés pour calculer le RMSE est  $N = 329$ .

Les Fig.2-9 et Fig.2-10 nous montrent que l'erreur quadratique moyenne (RMSE) des trois méthodes pour un angle à petite ouverture est meilleure et atteint les performances de la bande optimale CRB contrairement lorsque on s'éloigne et pour les angles à grande ouverture (exemple  $60^\circ$ ).

La méthode proposée atteint les performances de MUSIC et capon pour SNR supérieure à 15db, d'autre part cette méthode n'utilise pas la décomposition en valeur propre de la matrice de covariance, ce qui réduit énormément le taux de calculs, par conséquent la méthode proposée simplifie l'implémentation d'un système de localisation en utilisant un réseau d'antenne linéaire uniforme (ULA) sur des plateformes programmables.

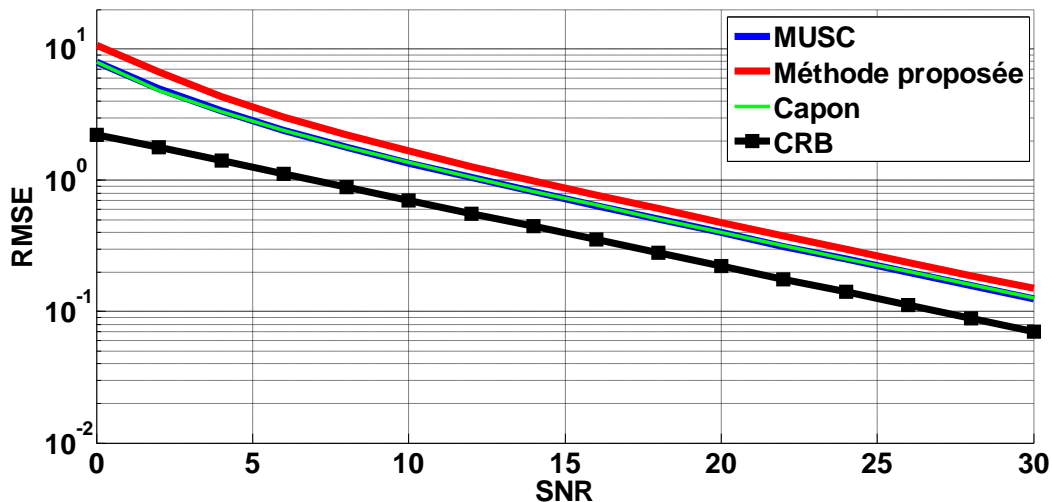


Fig.2-9. RMSE de la DOA pour un angle  $60^\circ$

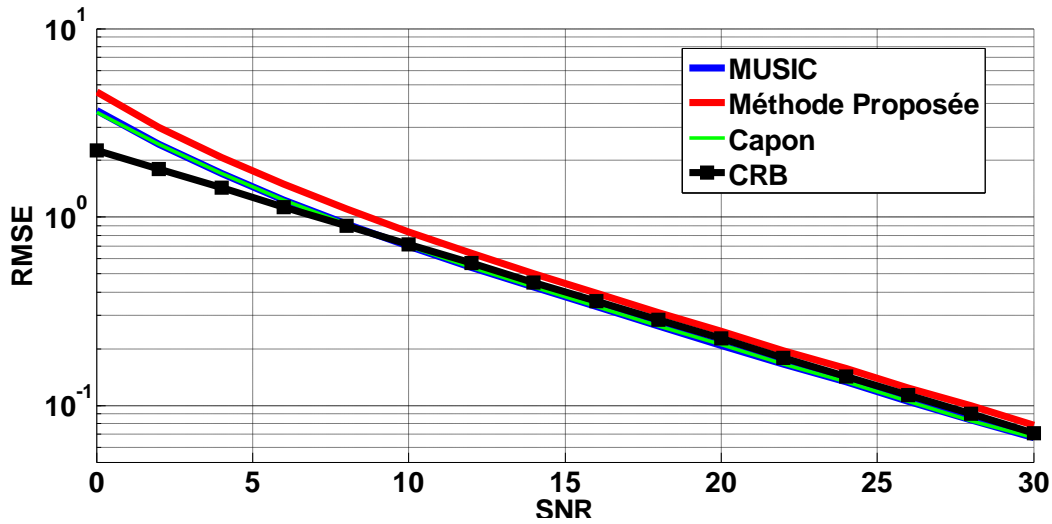


Fig.2-10. RMSE de la DOA pour un angle 10°

### 2.5.3. Analyse de la complexité

Dans cette section, la complexité de calcul de la méthode proposée sera analysée. Pour objectif la comparaison des complexités des méthodes les plus connues en littératures, une analyse des complexités des méthodes Capon, MUSIC , esprit et la méthode proposée sont présentées dans les Tables.2.5,2.6 , 2.7 et 2.8.

La Table.2.4 montre le nombre de multiplications et les additions requis pour la matrice de covariance qui représente la fonction nécessaire à calculer dans toutes méthodes citées dans ce chapitre. Les symboles dans la table 2.4 sont utilisés pour calculer les complexités.

**Table 2.4 : la complexité de calcul de la matrice de covariance**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M}^{-1}$	$\frac{M^3}{3} + \frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{2}$
$R_{M \times M} = V_{M \times M} \Lambda_{M \times M} V_{M \times M}^H$	$16 \frac{M^3}{5}$	$44 \frac{M^3}{5}$	-

Les Tables 2.5,2.6 ,2.7 et 2.8 présentent les différentes complexités de calculs des méthodes Capon, MUSIC, Esprit et la méthode proposée respectivement où T est le nombre d'échantillons.

**Table.2.5 : la complexité de calcul de la méthode Capon**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M}^{-1}$	$\frac{M^3}{3} + \frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{2}$

$P_{cap} = \frac{1}{A^H(\theta)\hat{R}^{-1}A(\theta)}$	$p_\theta(M^2 + M)$ , tel que $p_\theta$ est le nombre des angles scanés	$p_\theta(M^2 - 1)$	$p_\theta$
--	---	---------------------	------------

**Table.2.6 : la complexité de calcul de la méthode MUSIC**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M} = V_{M \times M} \Lambda_{M \times M} V_{M \times M}^H$	$16 \frac{M^3}{5}$	$44 \frac{M^3}{5}$	-
$Q_{M \times M} = V_{M \times (M-K)} V_{(M-K) \times M}^H$	$\frac{(M-K)M^2}{2} + \frac{(M-K)M}{2}$	$\frac{(M-K)M^2}{2} - \frac{M^2}{2} + \frac{(M-K)M}{2} - \frac{M}{2}$	-
$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H Q_{M \times M} a(\theta)}$	$p_\theta(M^2 + M)$	$p_\theta(M^2 - 1)$	$p_\theta$

**Table.2.7 : la complexité de calcul de la méthode Esprit**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M} = V_{M \times M} \Lambda_{M \times M} V_{M \times M}^H$	$16 \frac{M^3}{5}$	$44 \frac{M^3}{5}$	-

**Table.2.8 : la complexité de calcul de la méthode proposée**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{K \times K}^{-1}$	$\frac{K^3}{3} + \frac{K^2}{2} + \frac{K}{6}$	$\frac{K^2}{2} + \frac{K}{6}$	$\frac{K^2}{2} + \frac{K}{2}$
$F^H = [R_{21} R_{11}^{-1}, -I_{M-k}]$	$(M - K)K^2$	$(M - K)(K - 1)K$	-
$FF^H$	$(M - K)K^2$	$(M - K)(K - 1)K$	-
$P_{Propos \acute{e}}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H FF^H a(\theta)}$	$p_\theta(M^2 + M)$	$p_\theta(M^2 - 1)$	$p_\theta$

D'après les Tables.2.4, 2.5, 2.6,2.7 et 2.8, on remarque que les complexités de calculs des différentes méthodes dépendent essentiellement du nombre d'éléments de réseau (ULA) et le nombre des sources reçus, dans le cas d'un système où il y a une seule source, la méthode proposée est moins complexe que les autres méthodes.

## 2.6. Résultats expérimentaux :

Plusieurs techniques d'estimation DOA pour un tag RFID à bande étroite avec un réseau d'antennes ont été étudiées et comparées. Cependant, toutes ces caractéristiques des techniques ont été développées et simulées d'un point de vue théorique en supposant des conditions idéales, par exemple cibles ponctuelles, transmission sur Canal de bruit gaussien blanc additif et absence de phénomène de trajets multiples. Dans ce chapitre, on présente une plate-forme expérimentale pour la localisation des Tags RFID qui permet de tester les techniques d'estimation de la DOA proposées dans des conditions presque réelles.

### 2.6.1. Description du matériel :

Une plate-forme expérimentale a été mise au point pour étudier les performances réelles d'un système de localisation des tags RFID doté d'antennes co-localisées. Dans un système de localisation rfid conventionnel, chaque élément d'antenne est associé à une architecture RF distincte et le système doit être synchronisé. Les exigences de telles implémentations sont difficiles à maintenir et conduisent à un matériel coûteux et complexe au niveau RF.

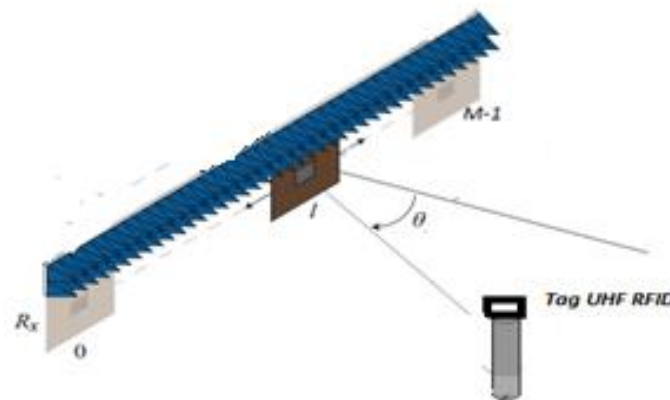


Fig.2-11. Schéma de la configuration des antennes dans la chambre anéchoïque

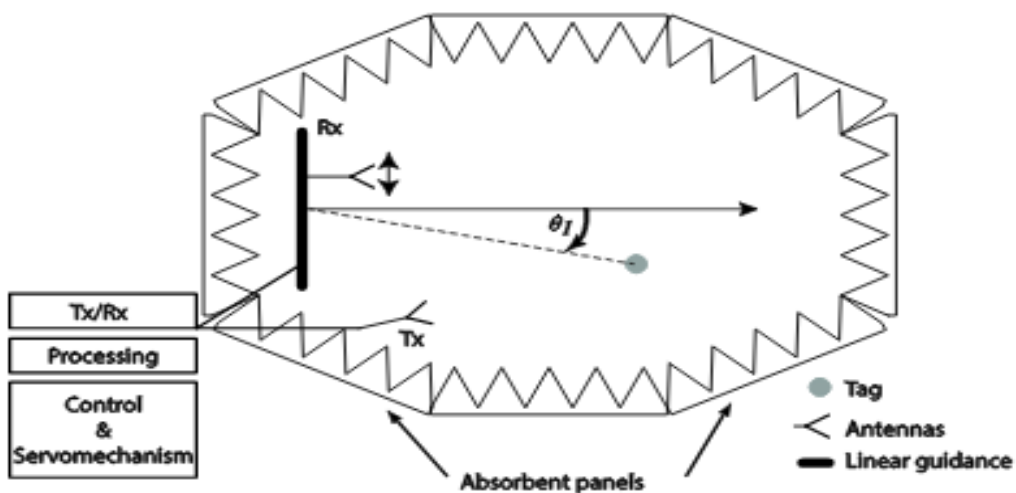


Fig.2-12. Schéma de principe de la configuration de l'expérience dans la chambre anéchoïque

La plate-forme proposée utilise uniquement une architecture émetteur (Tx) et un récepteur (Rx) RF. En réalité, un seul élément d'antenne émetteur est utilisé pour transmettre une forme d'onde choisie et un seul élément d'antenne de récepteur est utilisé pour recevoir les signaux réfléchis par le tag UHF RFID. Un mécanisme automatisé contenant un rail, on peut placer l'élément récepteur dans chaque position du rail pour construire un réseau d'antennes linéaire uniforme (ULA) (voir Fig.2-12). Une série de mesures est effectuée pour une position donnée de l'émetteur, tandis que le récepteur prend les dix positions d'un ULA. En appliquant le principe de superposition, les signaux reçus à chaque position peut être judicieusement combinée pour construire la matrice de signaux reçus  $X$  du Système de localisation basés sur un réseau ULA. Comme le principe de superposition est valable à condition que l'environnement soit stationnaire, les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque, comme indiqué dans la Fig.2-12, notez que cette plate-forme ne permet pas de prendre tous les effets de couplage en compte puisque nous avons le même diagramme de rayonnement à chaque position de l'antenne Rx.

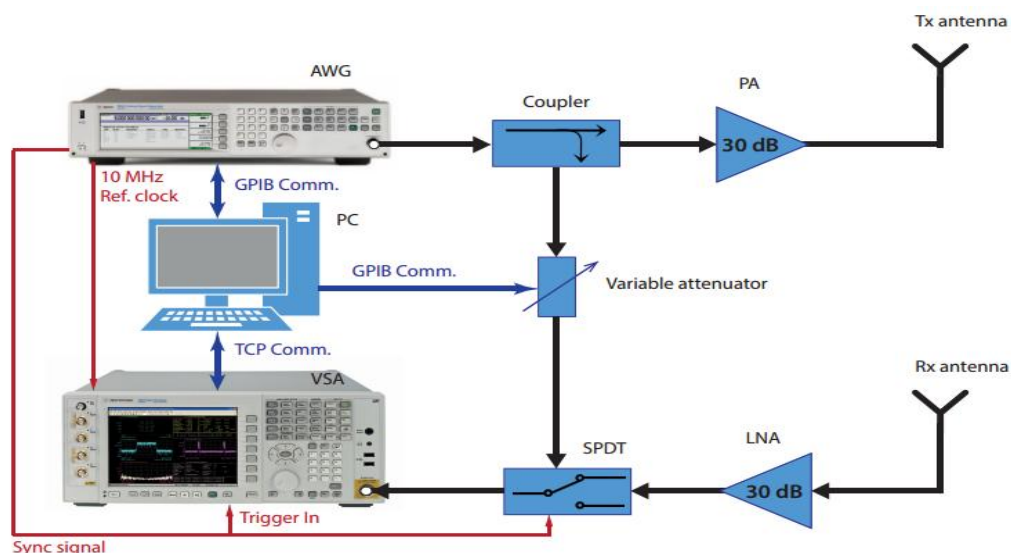


Fig.2-13. Diagramme d'architecture RF Tx/Rx

Le schéma fonctionnel de l'architecture RF est présenté à la Fig.2-13 et les différents composants matériels sont décrits ci-après.

**Générateur de signaux (AWG):** Les signaux transmis sont générés à partir d'échantillons fournis par MATLAB et modulés par un générateur de signaux arbitraires (AWG). Les signaux sont transmis à une fréquence porteuse  $f_c = 869$  MHz (longueur d'onde = 34,52 cm) et la puissance de sortie est réglée à -5 dBm.

**Analyseur de signal (VSA):** L'acquisition du signal est effectuée par un analyseur de signal vectoriel (VSA), qui reçoit les signaux rétrodiffusés par le tag et les démodule avant l'enregistrement.

**Amplificateur de puissance (PA):** Un amplificateur de puissance (PA) de 30 dB de gain permet d'atteindre une puissance de sortie de 25 dBm au niveau de l'antenne Tx.

**Amplificateur à faible bruit (LNA):** Un amplificateur à faible bruit (LNA) de 30 dB de gain est utilisé pour amplifier les signaux faibles reçus par l'antenne Rx.

**Coupleur directionnel (Coupler):** un coupleur directionnel de 10 dB est utilisé pour transmettre directement un signal de référence de l'AWG (générateur de signaux arbitraires) au VSA, ce signal est utilisé pour la synchronisation.

**Atténuateur variable (variable attenuator):** Un atténuateur variable programmable est utilisé à des fins de synchronisation et d'étalonnage (calibration). L'atténuation est réglable de 0 à 58 dB par pas de 1 dB.

**Commutateur (SPDT):** Un double jet unipolaire (SPDT) est utilisé pour basculer entre le signal de référence et le signal réfléchi par le tag.

**Antennes:** Les antennes Tx et Rx sont deux antennes (antenne cornet et antenne patch respectivement).

**Ordinateur externe:** un ordinateur externe (PC) contrôle à la fois l'AWG et le VSA via une interface GPIB (General Purpose Interface Bus). Le PC synthétise la forme d'onde (commande Query) via MATLAB et envoie les données à l'AWG, qui transmet une forme d'onde pour l'antenne Tx. Le PC contrôle également le rail pour déplacer l'antenne vers une autre position une fois que l'acquisition du signal précédent est terminée. De plus, le PC ajuste l'atténuateur à une valeur appropriée pendant une procédure d'étalonnage (calibration).

### 2.6.2. Synchronisation

Afin de synchroniser les architectures de l'émetteur et du récepteur, l'AWG et le VSA sont d'abord liés par la même horloge de référence à 10 MHz. Ensuite, l'acquisition du signal effectuée par le VSA est déclenchée par un signal de déclenchement externe (trigger signal) directement transmis depuis l'AWG. Le signal de déclenchement a la même longueur que le signal transmis et n'a qu'une seule impulsion: seul le premier symbole est défini comme « 1 » tandis que tous les autres sont définis comme « 0 ». Le récepteur est alors déclenché par la pente positive du signal de déclenchement, de sorte que l'acquisition du signal commence au même moment que celui où le premier symbole est transmis.

### 2.6.3. Présentation du système :

Pour estimer l'angle d'arrivée du signal rétrodiffusé par un tag UHF passif commercial Gen2. Un réseau d'antenne patch co-localisé entre  $M=10$  positions espacées d'une distance de  $\lambda/2$ ; la fréquence d'activation du tag est de 869Mhz et une puissance d'émission de 25dBm.

Quelques images de la plate-forme expérimentale sont présentées à la fig.2-14.

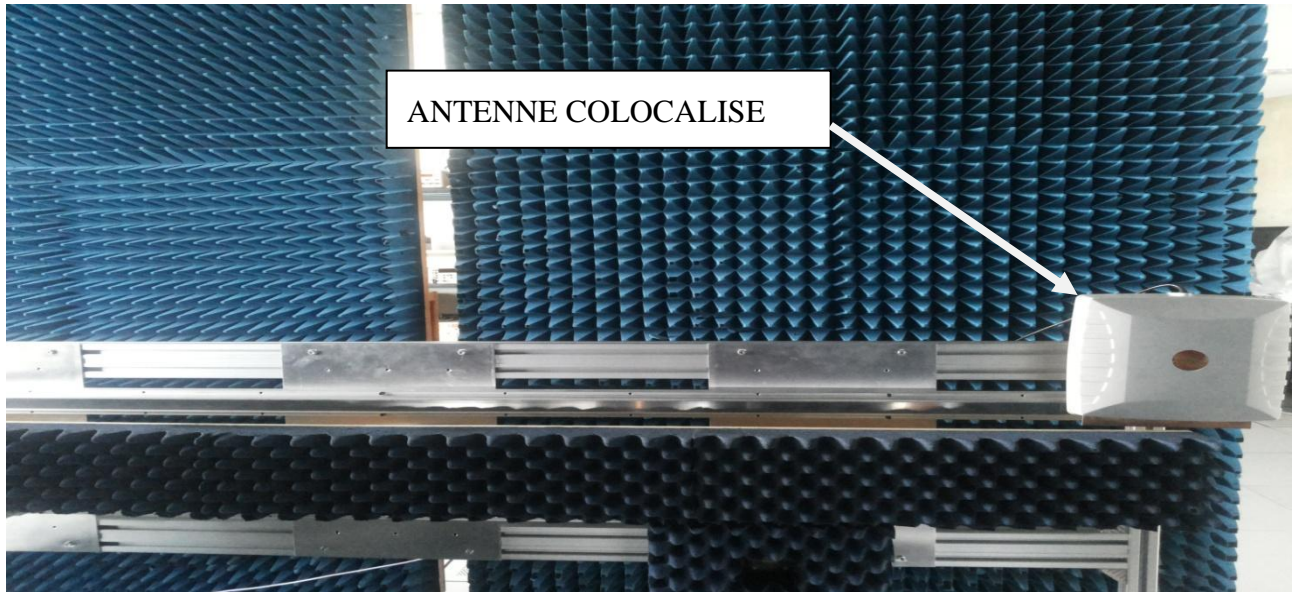
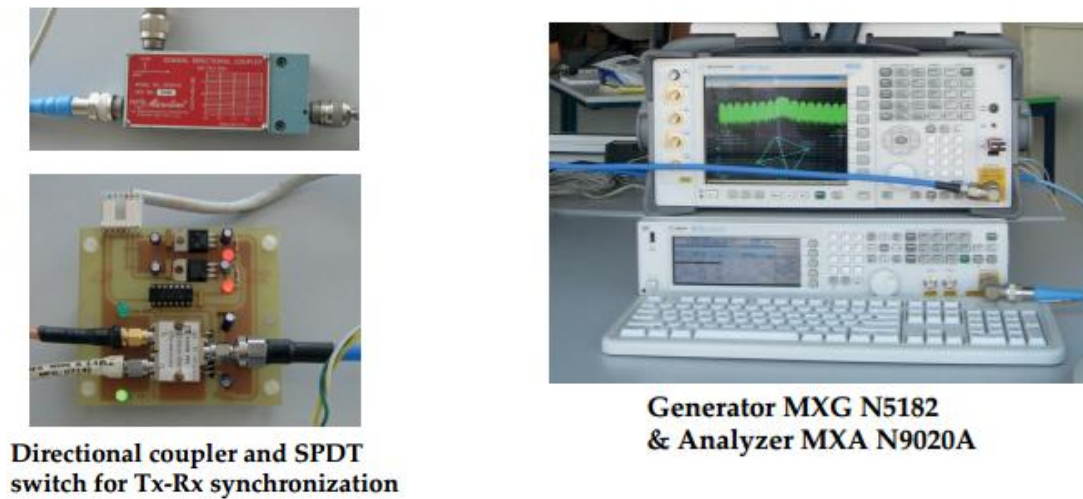


Fig.2-14. photo de l'expérience dans la chambre anéchoïque



Directional coupler and SPDT switch for Tx-Rx synchronization

Generator MXG N5182 & Analyzer MXA N9020A

Fig.2-15. Matériels utilisés dans l'expérience

#### 2.6.4. Description de l'émulateur de communication dans un système RFID.

Afin de maîtriser en tout point le signal de commande envoyé au tag nous utilisons un générateur de signaux arbitraires (Agilent N5182A MXG) connecté à l'antenne de l'émetteur. L'onde générée par l'ensemble active le tag. S'il est activé, il répond en modulant le signal re-rayonné. La réponse du tag est réceptionnée par l'analyseur de signaux en temps réel.

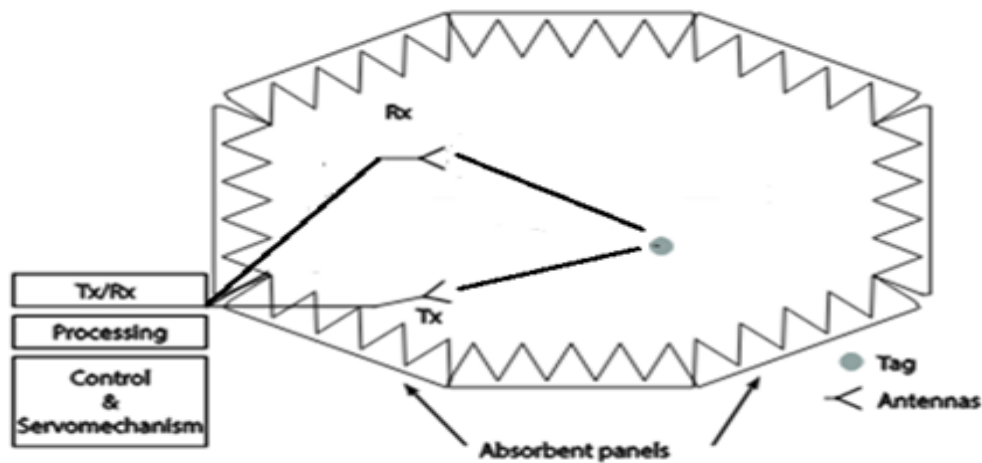


Fig.2-16. Schéma descriptif de l'expérience.

Pour éviter les effets de trajets multiples, les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque, l'antenne cornet est reliée à un générateur Agilent de signal qui émet périodiquement une commande Query selon le standard EPCglobal Classe 1 Génération 2 (Gen2). Le protocole de communication émule un lecteur RFID Gen2. En même temps un Tag commercial est également placé dans la chambre qui génère le signal de rétrodiffusion après la réception de la Commande Query par une autre antenne. La Fig.2-16 illustre le schéma de l'expérience.

### 2.6.5. Réalisation d'un réseau d'antenne Co-localisé :

L'estimation de l'angle d'arrivée est généralement réalisée en utilisant soit des antennes directionnelles, antennes multiéléments ou antennes intelligentes. L'utilisation de réseaux d'antennes directives contribue à améliorer la distance de lecture et réduire les interférences ainsi que les effets de propagation par trajets multiples.

Dans un système RFID, lorsqu'un tag pénètre dans la zone couverte par un réseau d'antennes du lecteur directionnel, le lecteur peut le reconnaître donc il peut déterminer sa direction d'arrivée (DOA). La précision de la DOA dépend de la largeur des réseaux d'antennes.

#### 2.6.5.1. Schéma descriptif de l'expérience pour l'estimation de la DOA:

La différence par rapport à l'expérience précédente, à la réception nous avons réalisé un réseau d'antennes virtuelles en déplaçant une antenne omnidirectionnelle par un pas « d » proportionnel à la longueur d'onde, le signal résultant est la superposition de tous les signaux.

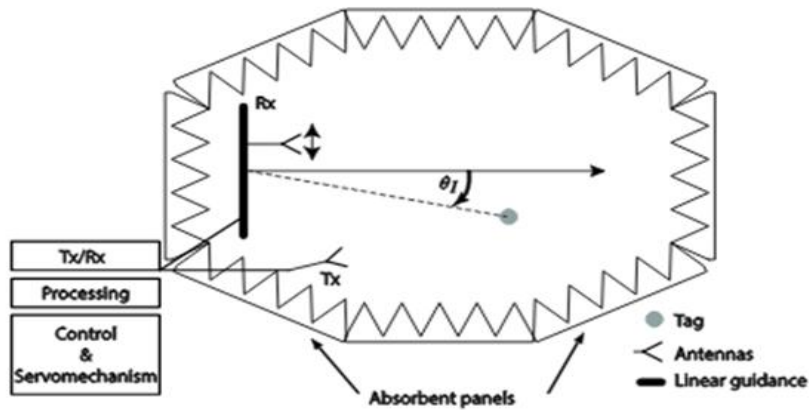


Fig.2-17. Schéma descriptif de l'expérience pour l'estimation de la DOA.

Afin de maîtriser en tout point le signal de commande envoyé au tag nous utilisons un générateur de signaux arbitraires connecté à l'antenne cornet de l'émetteur. L'onde générée par l'ensemble active le tag, s'il est activé, répond en modulant le signal re-rayonné. La réponse du tag est réceptionnée par l'analyseur VSA en temps réel.

Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque. L'antenne cornet est relié à un générateur Agilent de signal émet périodiquement une commande Query selon EPCglobal Classe 1 Génération 2 (Gen2), le protocole de communication émule un lecteur Gen2. En même temps un Tag Gen2 commercial est également placé dans la chambre, qui génère le signal de rétrodiffusion après la réception de la Commande Query par une autre antenne colocalisée entre  $M = 10$  positions à la réception. La Fig.2-17 illustre le schéma de l'expérience.

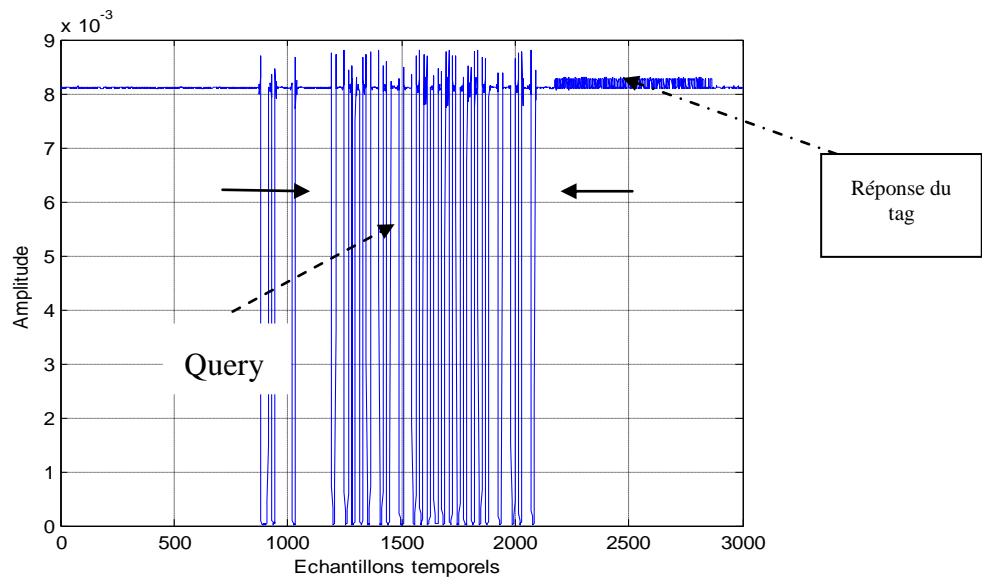


Fig.2-18. La commande Query et la réponse rétrodiffusée du tag

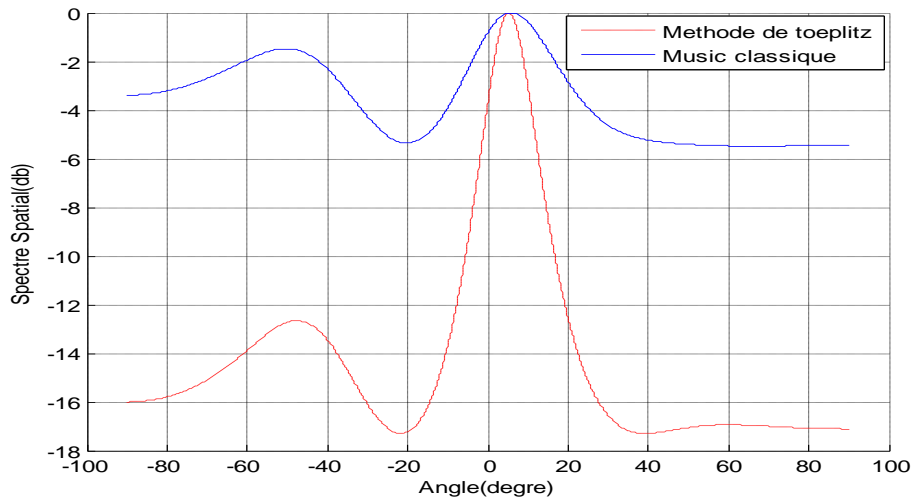


Fig.2-19. DOA du signal rétrodiffusé à 5 degré pour ULA (M=5 éléments)

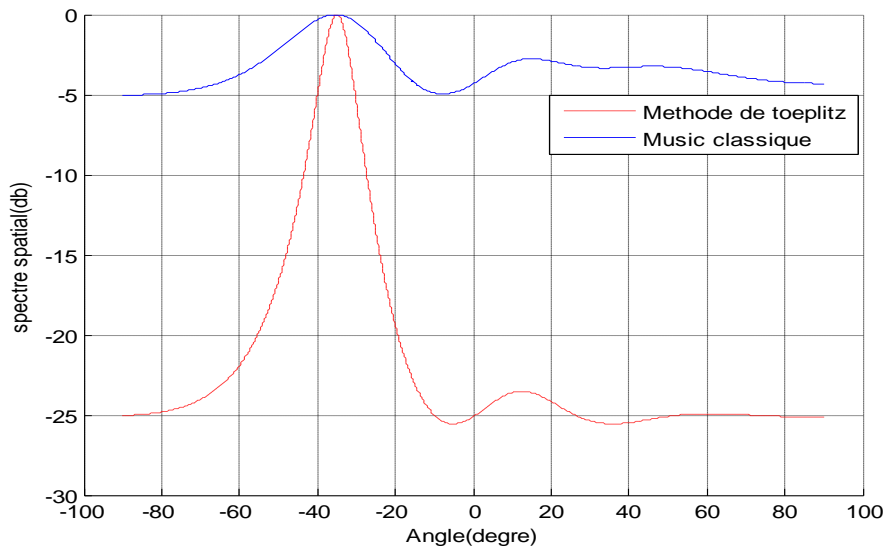


Fig.2-20. DOA du signal rétrodiffusé à -35 degré pour ULA (M=5 éléments)

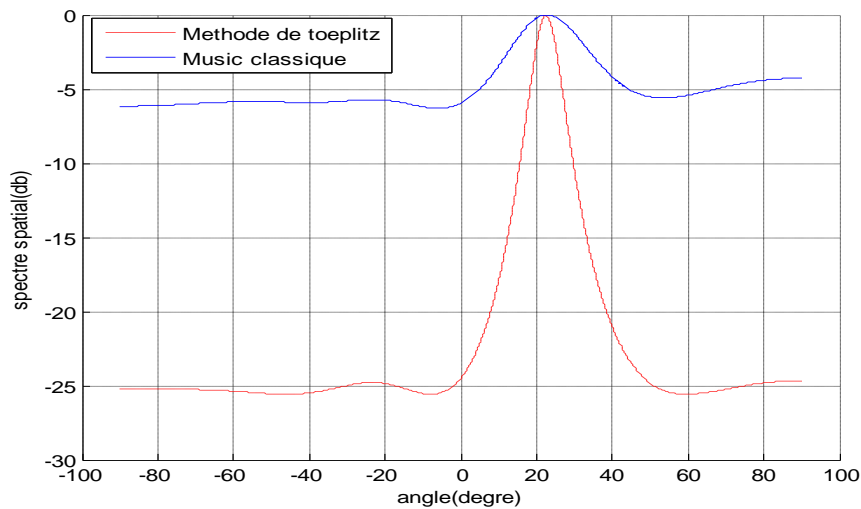


Fig.2-21. DOA du signal rétrodiffusé à 25 degré pour ULA (M=5 éléments)

La Fig.2-18 représente le signal reçu après la démodulation par l'analyseur de signaux, ce signal contient la commande Query envoyée à l'émission suivi par la réponse du tag selon le protocole EPCglobal Classe 1 Génération 2 (Gen2) ; Les Fig.2-19 à la Fig.2-21 montrent les résultats d'estimation d'angles d'arrivées de la réponse rétrodiffusée du tag basés sur les données de mesures.

Les pics dans chaque spectre représentent les directions d'arrivées estimées. Dans les trois cas de figures, l'estimation en utilisant les deux méthodes donne le même angle avec une bonne précision par la méthode de toeplitz pour le même nombre de positions d'antenne colocalisé (M=5).

La méthode de toeplitz donne une meilleure sélection de l'angle d'arrivé avec une bonne atténuation des lobes secondaires, la méthode de toeplitz est testé sur un seul tag, et pour la tester en point de vu résolution il est nécessaire d'utiliser plusieurs tags en respectant la condition d'anticollision entre les tags.

La Fig.2-23 montre les résultats d'estimation d'angles d'arrivées de la réponse rétrodiffusée du tag RFID UHF en utilisant un réseau d'antennes uniforme co-localisé en 5 positions.

Chaque sous figure nous montre l'estimation de la DOA en utilisant les deux méthodes MUSIC et la méthode proposée. La Table.2.9 nous montre généralement que les résultats d'estimation de la DOA en champs lointain en utilisant les deux méthodes sont comparables et présentent presque les mêmes erreurs d'estimation.

**Table.2.9.** Les résultats d'estimation de la DOA en utilisant MUSIC et la méthode proposée

Angle (°)	Méthode proposée	Err relative absolue (%)	MUSIC	Err relative absolue (%)
-20°	-18°	10%	-17°	15%
-10°	-12°	20%	-12°	20%
0°	2°	20%	-1°	10%
20°	21°	5%	19°	5%

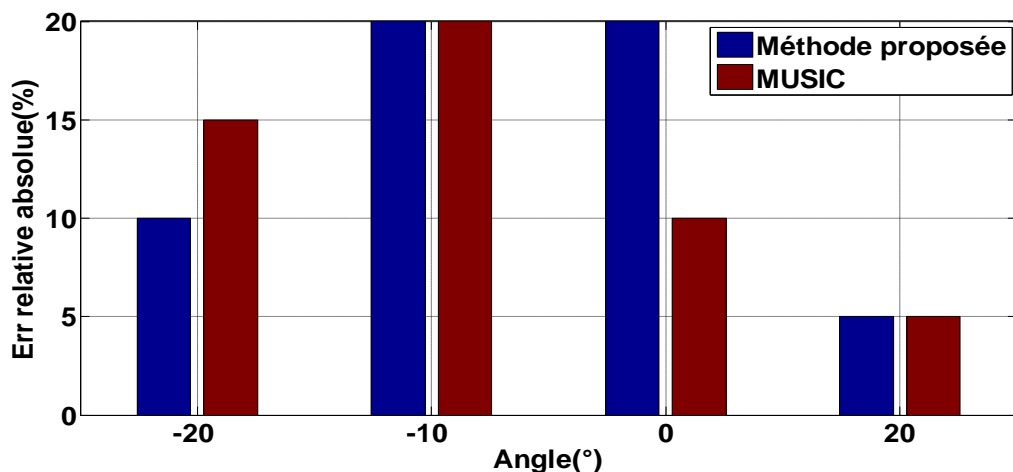


Fig.2-22. Erreur relative absolue estimation de la DOA.

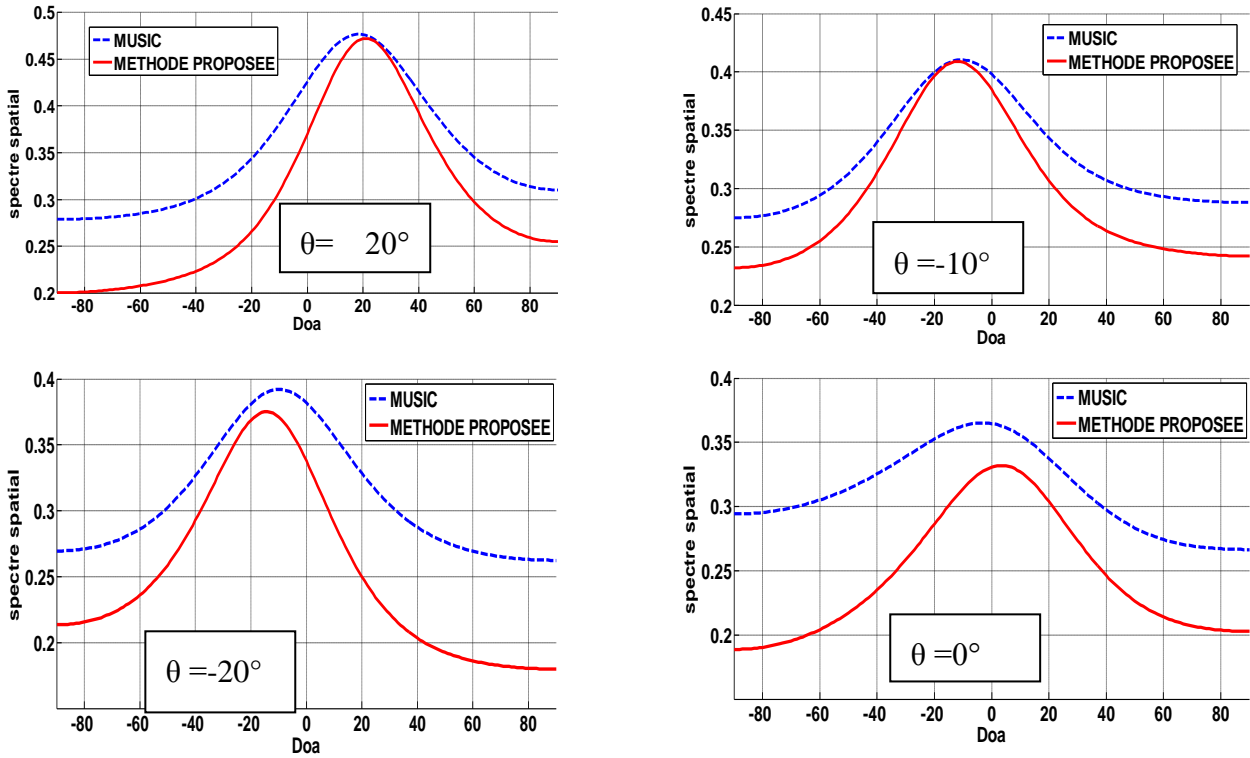


Fig.2-23. l'estimation de la DOA en utilisant MUSIC et la méthode proposée à  $\theta = -20^\circ$ ,  $-10^\circ, 0^\circ$  et  $20^\circ$ .

## 2.7. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la présentation des méthodes d'estimation de la direction d'arrivée des sources situées dans la zone du champ lointain d'un réseau linéaire uniforme (ULA), une méthode proposée a été présentée et comparée par simulation et mesures expérimentales en utilisant un réseau d'antennes linéaire uniforme composé d'antenne co-localisée, la comparaison des performances de la méthode proposée à la méthode MUSIC montre la possibilité d'utiliser cette méthode dans le système RFID réel vu sa faible complexité.

*Chapitre 3 :*  
*MODELISATION ET LOCALISATION DU*  
*TAG RFID EN CHAMPS PROCHE D'UN*  
*RESEAU LINEARE UNIFORME (ULA)*

### 3.1. Introduction

La plupart des techniques d'estimation de la direction d'arrivée (DOA) dans les systèmes RFID considèrent que le tag est située dans le champ lointain de l'antenne du lecteur, où l'onde électromagnétique est considérée comme une onde plane [56];[57]. Mais quand il faut de la précision, il faut de grands réseaux qui éloignent la région du champ lointain. Pour un réseau de 8 éléments et une distance inter-éléments  $\lambda/2$  donnant une longueur totale du réseau  $\approx 4\lambda$ , la distance en champ lointain commence à  $\frac{2L^2}{\lambda} = 10\text{mètres}$  à 867 MHz (bande RFID européenne). Cela signifie que de nombreuses étiquettes (tags) sont situées à l'intérieur du champ proche. Par conséquent, les techniques de localisation à courte portée nécessitent une formulation différente pour faire face à la nature sphérique des ondes dans le champ proche (Near-Field).

Pour estimer les sources dans le champ proche, il est préférable d'utiliser la version bidimensionnelle de la méthode MUSIC telle qu'elle est référencée dans [58], cette méthode est basée sur la décomposition de la matrice de covariance dans les deux sous-espaces signal et bruit, cette décomposition nécessite un calcul complexe qui rend la méthode plus complexe. En [59], l'auteur a mis au point une méthode LOFNS basée sur des statistiques de second ordre sans EVD (décomposition de valeurs propres), cette méthode présente une faible complexité de calcul et une bonne précision.

### 3.2. Modèle de signal

Lorsqu'un tag est situé dans la région du champ proche (NF) d'une antenne de lecteur, le front d'onde de son signal rétrodiffusé doit être considéré comme sphérique, c'est-à-dire que l'approximation d'onde plane valable dans le champ lointain ne convient pas. Pour une onde plane, le signal arrive à chaque élément du réseau d'antennes avec le même angle et la même amplitude. Le déphasage résultant de la différence de trajet entre les éléments n'a pas d'influence sur la DOA estimée, car un front d'onde plane est supposé. Inversement, dans un scénario champ proche (NF), chaque élément reçoit le même signal avec un angle différent. Le problème de localisation dans la zone NF peut être représenté géométriquement, comme indiqué sur la Fig.3-1, où la distance  $r_i^j$  entre le  $j^{\text{ieme}}$  tag et le  $i^{\text{ieme}}$  élément du réseau est donnée par:

$$\varphi_i^j = \frac{2\pi}{\lambda} r_i^j = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(r^j)^2 + (id)^2 - 2r^j id \sin \theta^j} - r^j \approx i\omega^j + i^2\phi^j \quad (3.1)$$

Tel que :

$$\omega^j = -\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta^j$$

$$\phi^j = \frac{\pi d^2}{\lambda r^j} \cos^2 \theta^j$$

Avec  $M = 2p$  ou  $M = 2p + 1$  le nombre d'éléments du réseau,  $i \in [-p, p]$ , où  $r^j$  et  $\theta^j$  sont la distance et l'angle entre le  $j^{\text{ieme}}$  tag et le centre du réseau, respectivement, le signal rétrodiffusé  $x_i^j(t)$  de le  $j^{\text{ieme}}$  tag ( $j = 1, 2, \dots, k$ ) peut être écrit comme suit:

$$x_i^j(t) = \alpha_i s^j(t) e^{j\phi_i^j} + n_i(t) \quad (3.2)$$

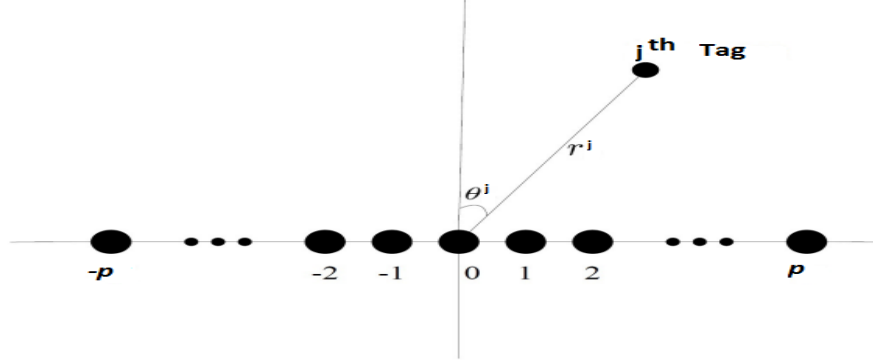


Fig.3-1. Configuration géométrique pour la localisation

En supposant que seul le  $j^{\text{ieme}}$  tag répond dans le slot temporel,  $s^j(t)$  est le signal complexe généré par le  $j^{\text{ieme}}$  tag,  $\alpha_i$  est le gain complexe du  $i^{\text{ieme}}$  élément du réseau,  $n_i(t)$  est un bruit gaussien blanc additif (AWGN) avec une variance  $\sigma^2$  et une moyenne nulle. Les  $M$  signaux reçus  $x_i^j(t)$  peuvent être combinés dans le vecteur  $X(t)$ . Le vecteur  $A(r^j, \theta^j)$  est constitué des termes de phase exponentiels. Les bruits blancs additifs peuvent être combinés dans le vecteur de bruit  $N(t)$ :

$$X(t) = A(r^j, \theta^j) s^j(t) + N(t) \quad (3.3)$$

### 3.3. Méthodes d'estimation de la DOA et Range en champs proche

#### 3.3.1. Méthodes basées sur les statistiques de second ordre

Les statistiques de second ordre sont souvent utilisées dans les méthodes de localisation traditionnelles. L'avantage le plus important est sa faible complexité de calcul. Sur la base de statistiques de second ordre, de nombreuses recherches ont été menées pour la localisation de sources en champs proche, telles que la méthode 2D-MUSIC, l'algorithme 2D-MUSIC modifié et la méthode LOFNS.

##### 3.3.1.1. 2D-MUSIC

Une fois le processus d'acquisition des données terminé, 2D-MUSIC est basé sur la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance  $R_x$ , définie comme suit:

$$\begin{aligned} R_x &= E\{X(t)X^H(t)\} = AR_S A^H + \sigma_n^2 I_M \\ &= V_u R_u V_u^H + V_e R_e V_e^H \end{aligned} \quad (3.4)$$

Où  $(\ )^H$  désigne l'opérateur hermitien.  $R_u = E[s_u(t)s_u^H(t)] = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k]$ ,  $R_e = E[s_e(t)s_e^H(t)] = \text{diag}[\lambda_{k+1}, \lambda_{k+2}, \dots, \lambda_M]$ , Il représente la matrice diagonale, où  $\lambda_i, i = 1 \dots M$  sont les valeurs propres de  $R_x$  et les vecteurs propres  $V_u$  sont le sous-espace de signal associé à  $R_u$  et  $V_e$  est le sous-espace de bruit, associé à  $R_e$ . A condition que  $d \leq \lambda / 2$ , 2D-MUSIC soit une technique spectrale basée sur l'orthogonalité entre les sous-espaces de bruit et de signal, donc, si  $(\theta, r)$  sont la DOA et le range de l'un des  $k$  signaux, donc  $A(\theta, r)$  est orthogonal au sous-espace de bruit  $V_e$ . Les DOA et les ranges estimés sont associés aux pics de spectre bidimensionnels calculés de :

$$S_{\text{MUSIC}} = 1/[A^H(\theta, r)V_e V_e^H A(\theta, r)] \quad (3.5)$$

### 3.3.1.2. 2D MUSIC Modifié:

Pour éviter la recherche bidimensionnelle dans la localisation de source en champ proche, *Jin He* dans [66] a proposé d'utiliser l'information anti-diagonale de la matrice de covariance. L'information est suffisante pour former une matrice hermitienne pour l'estimation de la DOA, mais avec une perte d'ouverture. Cette méthode peut réduire la recherche 2D à  $(K + 1)$  1D.

Les éléments du vecteur anti-diagonal de la matrice de covariance est :

$$\begin{aligned} r_x &= [R_x(1, 2p + 1), R_x(2, 2p), \dots, R_x(2p, 2), R_x(2p + 1, 1)] \\ &= A_x(\theta)p_x \end{aligned} \quad (3.6)$$

Tel que  $p_x$  est le vecteur des variances (puissances) des signaux sources :

$$p_x = [\sigma_{s1}^2, \sigma_{s2}^2, \dots, \sigma_{sK}^2]^T \quad (3.7)$$

Et

$$A_x(\theta) = [a_x(\theta_1), a_x(\theta_2), \dots, a_x(\theta_K)] \quad (3.8)$$

avec  $a_x(\theta_K) = [e^{j2(-p)\omega_K}, \dots, e^{j2(p)\omega_K}]^T$

Après la division de  $r_x$  en groupe de  $G$  sous réseaux de dimension  $L$ , en utilisant les données des  $G$  sous réseaux pour construire les  $G$  matrices de covariances, qui sont exploiter pour estimer les DOA et les ranges des sources avec 1D recherche spectrale.

### 3.3.1.3. Méthode LOFNS :

La méthode LOFNS [61] est utilisée pour estimer les directions d'arrivées et les ranges d'un mélange des sources en champs lointain et en champs proche, cette méthode consiste en trois étapes :

*Première étape* - l'estimation des DOA des sources en champs lointain.

L'écriture  $X(t)$  comme  $X(t) = [X_1(t)X_2(t)]^T$  tel que  $X_1(t)$  and  $X_2(t)$  sont le 1er et les M-1 dernières lignes de  $X(t)$  respectivement, la matrice de covariance est donnée par :

$$R = E[X(t)X(t)^H] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Et la variance du bruit  $\sigma^2$  peut être trouvée comme suit :

$$\sigma^2 = \frac{\text{tr}\{R_{22}\Pi\}}{\text{tr}\{\Pi\}} \quad (3.10)$$

Tel que  $\Pi = I_{M-1} - R_{21}R_{21}^\dagger$ ,  $\text{tr}\{\cdot\}$  désigne l'opérateur trace, et  $(\cdot)^\dagger$  désigne le pseudo inverse de Moore-Penrose. On peut également déviser  $R_0 = R - \sigma^2 I_M$  en deux parties:  $R_0 = [G, H]$  tel que G et H représentent la 1ere et les M - 1 dernières colonnes.

$$\hat{P} = \hat{G}^\dagger \hat{H} \quad (3.11)$$

L'estimation bidimensionnelle de l'AOA et le range seraient finalement extraire par la maximisation de la fonction suivante:

$$f(\theta) = \frac{1}{A^H \Pi_{\hat{Q}} A} \quad (3.12)$$

Tel que  $\Pi_{\hat{Q}} = \hat{Q}\hat{Q}^\dagger$  est le projecteur orthogonal sur le sous-espace bruit.

**Deuxième étape** : le calcul de projecteur oblique en utilisant la décomposition QR de la matrice de covariance.

**Troisième étape** : l'estimation des DOA et ranges des sources en champs proche.

### 3.3.2. Méthodes basées sur les statistiques d'ordre supérieur (Cumulant d'ordre quatre)

Dans cette catégorie, Toutes les méthodes d'estimation de la DOA et range en champs proche exploitent les statistiques d'ordre quatre, par la construction de la matrice des cumulant de dimension  $(2p+1)(2p+1)$ , une propriété importante qui nous offre les statistiques d'ordre supérieure à 2 et que le cumulant d'un bruit gaussien est toujours nul [67].

$$\text{cum}\{n_m(t), n_n(t)^*, n_p(t), \dots\} = 0 \quad (3.13)$$

Les statistiques d'ordre supérieur (SOS) sont les moments d'ordre supérieur à 2 et certaines combinaisons non linéaires de ces moments appelées cumulants que nous allons noter cum tout le long de cette thèse. Elles sont utilisées essentiellement en complément aux statistiques d'ordre 2. Les statistiques d'ordre supérieur permettent la résolution de problèmes insolubles à l'ordre 2. Elles ont été également utilisées pour améliorer les solutions déjà apportées par les techniques classiques.

Une question logique à poser est la suivante: "Pourquoi avons-nous besoin de cumulants de quatrième ordre, c'est-à-dire que les cumulants de troisième ordre ne sont pas assez bons?"

Si un processus aléatoire est distribué symétriquement, alors son cumulants de troisième ordre est égal à zéro; par conséquent, pour un tel processus, nous devons utiliser les cumulants de quatrième ordre. Par exemple, Laplace, Uniform, Gaussian, et les distributions de Bernoulli-Gaussian sont symétriques, alors que Les distributions exponentielles, de Rayleigh ne sont pas symétriques. De plus, certains processus ont des capacités de troisième ordre extrêmement petites. Les cumulants beaucoup plus grands du quatrième ordre; par conséquent, pour nous utiliserions également ces derniers procédés. Enfin, dans certaines applications spécifiques (par exemple, récupération d'harmoniques) les cumulants du troisième ordre sont égaux à zéro, alors que les cumulants du quatrième ordre sont non nuls.

Soit  $x$  une variable aléatoire associée à un processus aléatoire stationnaire  $\{x\}$ , si la variable aléatoire est à valeurs réelles, Les cumulants d'ordre 1 à 4 s'écrivent en fonction des moments de 1 à 4 comme suit :

$$\text{cum}_1(x) = \mu_1(x) \quad (3.14)$$

$$\text{cum}_2(x) = \mu_2(x) - \mu_1(x)^2 \quad (3.15)$$

$$\text{cum}_3(x) = \mu_3(x) - 3\mu_2(x)\mu_1(x) + 2\mu_1(x)^3 \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \text{cum}_4(x) &= \mu_4(x) - 4\mu_3(x)\mu_1(x) - 3\mu_2(x)^2 \\ &+ 12\mu_2(x)\mu_1(x)^2 - 6\mu_1(x)^4 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Si  $x(n)$  un signal aléatoire stationnaire réel et discret, alors, les moments d'ordre 2, 3 et 4 sont définis, respectivement, par :

$$M_2(i) = E[x(n)x(n+i)] \quad (3.18)$$

$$M_3(i, j) = E[x(n)x(n+i)x(n+j)] \quad (3.19)$$

$$M_4(i, j, k) = E[x(n)x(n+i)x(n+j)x(n+k)] \quad (3.20)$$

Où  $E$  est l'espérance mathématique.

Si les variables aléatoires réelles  $(x_1, x_2, x_3, x_4)$  sont à moyenne nulle, les cumulants de 2ème, 3ème, et de 4ème ordre sont définis, respectivement, comme suit :

$$\text{cum}_2(x_1, x_2) = E[x_1x_2] \quad (3.21)$$

$$\text{cum}_3(x_1, x_2, x_3) = E[x_1x_2x_3] \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \text{cum}_4(x_1, x_2, x_3, x_4) &= E[x_1x_2x_3x_4] - E[x_1x_2]E[x_3x_4] \\ &- E[x_1x_3]E[x_2x_4] - E[x_1x_4]E[x_2x_3] \end{aligned} \quad (3.23)$$

Dans le cas où les moyennes des variables aléatoires ne sont pas nulles il suffit de remplacer  $x_i$  par  $x_i - E[x_i]$ .

Le cumulants de quatrième ordre du signal reçu peut être écrit comme :

$$\begin{aligned} & \text{cum}_4(y_m(t), y_n(t)^*, y_p(t), y_q(t)^*) = \\ & E[y_m(t)y_n(t)^*y_p(t)y_q(t)^*] - E[y_m(t)y_n(t)^*]E[y_p(t)y_q(t)^*] - \\ & E[y_m(t)y_p(t)]E[y_n(t)^*y_q(t)^*] - E[y_m(t)y_q(t)^*]E[y_n(t)^*y_p(t)] \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$= \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j[(m-n+p-q)w_k + (m^2-n^2+p^2-q^2)\phi_k]} \quad (3.25)$$

$$\text{cum}_4(s_m(t), s_n(t)^*, s_p(t), s_q(t)^*) = \begin{cases} C_{4sk} & m=n=p=q \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.26)$$

Parmi les méthodes d'estimation de la DOA et range en champ proche, nous avons ESPRIT Like, 2D-MUSIC modifiée, SHO, MOS et HOP.

### 3.3.2.1. ESPRIT Like :

ESPRITlike à base de moindres carrés (LS) est une méthode d'estimation de l'azimut (DOA) et du range de sources en champ proche, cette méthode est basée sur l'exploitation des trois sous-réseaux déplacés par la distance  $d = \lambda / 4$ .

Nous résumons l'algorithme ESPRITlike . En supposant que les signaux source soient de moyenne nulle, non gaussiens, statistiquement indépendants et stationnaires, on peut montrer que la matrice de cumulants de quatrième ordre dont l'élément  $(m, n)$  est :

$$C_1(m, n) = \text{cum}_4(y_m(t), y_n(t)^*, y_p(t), y_q(t)^*) \quad (3.27)$$

Table.3.1. les différentes matrices des cumulants

Retards des éléments	Matrice cumulant
$m, m + 1, n + 1, n$	$C_1 = AC_{4S}A^H$
$m - 1, m, -n, 1 - n$	$C_2 = AC_{4S}\Omega^H A^H$
$m, m + 1, -n, 1 - n$	$C_3 = A\Phi C_{4S}\Omega^H A^H$
$m - 1, m, n + 1, n$	$C_4 = AC_{4S}\Phi^H A^H$

Pour  $0 \leq (m, n) \leq p - 1$  ,  $C_1$  est donnée par :

$$C_1 = AC_{4S}A^H \quad (3.28)$$

Cette matrice a une dimension de  $p \times p$ . La matrice diagonale  $C_{4S}$  contient le Kurtoses des  $K$  sources , le  $i^{\text{eme}}$  colonne de la matrice  $A$  est donnée par :

$$a_i = [1, e^{j2\phi_i}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_i}]^T \quad (3.29)$$

De même, en utilisant différents retards d'éléments, on peut calculer les autres matrices de cumulants présentées dans la Table.3.1. Les matrices  $\Phi$  et  $\Omega$ :

$$\Phi = \text{diag}[e^{j2\phi_1} \ e^{j2\phi_2} \ \dots \ e^{j2\phi_K}] \quad (3.30)$$

$$\Omega = \text{diag}[e^{-j2w_1} \ e^{-j2w_2} \ \dots \ e^{-j2w_K}] \quad (3.31)$$

En combinant les matrices de cumulants de la Table.3.1, on peut former la matrice  $C$  de dimension  $3p \times 3p$  :

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & C_4 & C_2 \\ C_4^H & C_1 & C_3 \\ C_2^H & C_3^H & C_1 \end{bmatrix} = \bar{A}C_{4s}\bar{A}^H \quad (3.32)$$

Tel que  $\bar{A} = [A^H \ \Phi^H A^H \ \Omega^H A^H]$

les vecteurs propres associés aux valeurs propres de la matrice  $C$  sont  $E_S = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_k] = [E_x \ E_y \ E_z]^T$ , tel que  $E_x, E_y$  et  $E_z$  sont des sous espaces signal. Les valeurs propres de produit  $E_x^\dagger E_y$  est utilisé pour estimer le range et les valeurs propres de produit  $E_x^\dagger E_z$  est utilisé pour estimer l'angle d'azimuth (DOA) des sources en champs proche, tel que  $(\dagger)$  est le pseudo-inverse d'une matrice.

### 3.3.2.2. 2D-MUSIC modifiée à base des cumulants d'ordre quatre

Junli Liang dans [62] a utilisé un cumulants d'ordre quatre pour localiser des sources en champ proche. La DOA et le range sont estimées d'une manière séparée. Une matrice hermitienne est construite contenant uniquement les informations de la DOA est utilisé pour estimer les DOA des sources. En appliquant la décomposition EVD de la matrice des cumulants, le sous espace bruit enfin est estimé, la DOA est estimé par une recherche spectrale.

Ensuite, une autre matrice de cumulants est construite avec quatre sous-matrices et l'EVD est à nouveau appliqué pour estimer les ranges des sources.

La matrice des cumulants utilisée pour estimer la DOA est définie comme suit :

$$C_{\text{Doa}}(\bar{m}, \bar{n}) = \text{cum}\{x_m^j(t), x_{-m}^j(t)^*, x_{-n}^j(t), x_n^j(t)^*\} \quad (3.33)$$

$$C_{\text{Doa}}(\bar{m}, \bar{n}) = \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{2jm w_k} e^{-2jn w_k}$$

$$C_{\text{Doa}} = A_D(\theta)C_{4s}A_D(\theta)^H \quad (3.34)$$

Tel que  $\bar{m} = p + m + 1$ ,  $\bar{n} = p + m + 1$  et  $m, n \in [-p, p]$ .

Tel que  $A_D(\theta) = [a_D(\theta_1), a_D(\theta_2), \dots, a_D(\theta_K)]$

Et  $a_D(\theta_k) = [e^{j2(-p)w_k}, \dots, e^{j2(p)w_k}]^T$

Les DOAs des sources sont estimées en appliquant une recherche spectrale de la fonction suivante :

$$\theta_j = \text{argmax}_\theta \frac{1}{a_D^H(\theta)U_{n1}U_{n1}^H a_D(\theta)}, j = 1 \dots K \quad (3.35)$$

$U_{n1}$  est le sous espace bruit calculé à partir de la décomposition EVD de la matrice  $C_{D_{oa}}$ .

Pour estimer les ranges des sources, une autre matrice des cumulants :

$$C_{range} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{13} & C_{14} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Tel que  $C_{11}(m - n + 2p + 1, t - q + 2p + 1) = \text{cum}(x_m, x_p^*, x_t^*, x_p)$

$C_{12}(m - n + 2p + 1, t - q) = \text{cum}(x_m, x_p^*, x_p^*, x_q)$

$C_{13}(m - n, t - q + 2p + 1) = \text{cum}(x_p, x_n^*, x_t^*, x_p)$

$C_{14}(m - n, t - q) = \text{cum}(x_p, x_n^*, x_p^*, x_q)$

Tel que  $-p \leq t, n, m, q \leq p$ ,  $(2p+1)$  est le nombre d'éléments de réseau ULA).

$$C_{range} = A_{range}(\theta, r) C_{4s} A_{range}(\theta, r)^H \quad (3.37)$$

$$A_{range}(\theta, r) = [a_{range}(\theta_1, r_1), a_{range}(\theta_2, r_2), \dots, a_{range}(\theta_K, r_K)] \quad (3.38)$$

Tel que :

$a_{range}(\theta_k, r_k)$

$$= \begin{bmatrix} e^{j\{-2pw_k + [(-p)^2 - p^2]\phi_k\}}, e^{j\{-2p+1\}w_k + [(-p+1)^2 - p^2]\phi_k\}}, \dots, e^{j\{-p\}w_k + [(0)^2 - p^2]\phi_k\}}, e^{j\{-p+1\}w_k + [(1)^2 - p^2]\phi_k\}}, \dots \\ e^{j\{-p+2\}w_k + [(2)^2 - p^2]\phi_k\}}, \dots, e^{j\{0\}w_k + [(p)^2 - p^2]\phi_k\}}, e^{j\{1\}w_k + [(p)^2 - (p-1)^2]\phi_k\}}, e^{j\{2\}w_k + [(p)^2 - (p-2)^2]\phi_k\}}, \dots \\ e^{j\{2p-1\}w_k + [(p)^2 - (-p+1)^2]\phi_k\}}, e^{j\{2p\}w_k + [(p)^2 - (-p)^2]\phi_k\}} \end{bmatrix}^T$$

Les ranges des sources sont estimées en appliquant une recherche spectrale de la fonction suivante :

$$\hat{r}_k = \text{argmax}_r \frac{1}{a_2^H(\hat{\theta}_k, r_k) U_{n2} U_{n2}^H a_2(\hat{\theta}_k, r_k)} \quad (3.39)$$

$U_{n2}$  est le sous espace bruit calculé à partir de la décomposition EVD de la matrice  $C_{range}$ .

### 3.3.2.3. Simplified High-Order(SHO) methode à base des cumulants d'ordre quatre

Li, J.; Wang [64] a proposé une méthode simplifiée permettant d'estimer la DOA et le range séparément avec une seule matrice et une seule EVD.

Pour estimer les DOA des sources, la matrice des cumulants d'ordre quatre est construite comme suit :

$$C(\bar{m}, \bar{n}) = \text{cum}\{x_m(t), x_0(t)^*, x_{-n}(t), x_n(t)^*\} \quad (3.40)$$

$$C(\bar{m}, \bar{n}) = \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j[(m)w_k + (m^2)\phi_k]} e^{-2jn w_k} \quad (3.41)$$

$$C = A_2(\theta, r) C_{4s} A_1(\theta)^H \quad (3.42)$$

Tel que  $\bar{m} = p + m + 1$ ,  $\bar{n} = p + m + 1$  et  $m, n \in [-p, p]$ .

$$A_1(\theta) = [a_1(\theta_1), a_1(\theta_2), \dots, a_1(\theta_K)]$$

Tel que  $a_1(\theta_k) = [e^{j2(-p)w_k}, \dots, e^{j2(p)w_k}]^T$ , et le  $k^{i\text{eme}}$  élément de la matrice  $A_2(\theta, r)$  est donnée par :

$$A_2(\theta_k, r_k) = [e^{j[(-p)w_k + (-p)^2\phi_k]}, \dots, e^{j[(p)w_k + (p)^2\phi_k]}]^T$$

Après la décomposition EVD de la matrice  $C$ , on prend les  $(2p+1-K)$  valeurs propres les plus faibles, par conséquent les vecteurs propres associés à ces valeurs propres engendrent le sous espace  $U_n$  orthogonal à  $A_1(\theta)$ , les DOA des sources sont estimées à partir de la fonction suivante :

$$\hat{\theta}_k = \operatorname{argmax}_{\theta} \frac{1}{a_1^H(\theta)U_n U_n^H a_1(\theta)}, k = 1 \dots K \quad (3.43)$$

Pour estimer les ranges des sources, l'auteur a proposé d'appliquer l'orthogonalisation de Gram-Schmidt à  $[d_1, d_2, \dots, d_K]$ , les vecteurs propres associés aux  $K$  premières valeurs et d'obtenir sa forme orthonormale  $U_s$ . Supposons une matrice orthonormale  $U_{n2}$ , qui engendre le sous-espace de bruit lié à  $A_2(\theta, r)$ , et nous avons la propriété  $A_2(\theta, r)$  orthogonal à  $U_{n2}$ . Alors le principe suivant est satisfait:

$$[U_s, U_{n2}][U_s, U_{n2}]^H = I_{(2p+1)(2p+1)} \quad (3.44)$$

Les ranges estimés sont trouvés en maximisant la fonction suivante :

$$\hat{r}_k = \operatorname{argmax}_r \frac{1}{a_2^H(\hat{\theta}_k, r_k)U_{n2} U_{n2}^H a_2(\hat{\theta}_k, r_k)} \quad (3.45)$$

$$= \operatorname{argmax}_r \frac{1}{a_2^H(\hat{\theta}_k, r_k)(I - U_s U_s^H) a_2(\hat{\theta}_k, r_k)} \quad (3.46)$$

$U_s$  est trouvé en appliquant une orthogonalisation de Gram-Schmidt aux vecteurs propres associés aux valeurs propres non nulles.

### 3.3.2.4. Mix-order MUSIC (MOS) methode à base des cumulants d'ordre quatre

Dans [68], MUSIC à base d'une statistique d'ordre mixte (MOS) a été proposée pour améliorer la méthode de [69]. Les cumulants d'ordre quatre est utilisé pour construire une matrice hermitienne contenant uniquement les informations de la DOA, qui a la même forme que la matrice de covariance pour la localisation de sources en champs lointain. La DOA est estimée après l'application de l'EVD à la matrice de cumulant construite et la recherche du sous-espace de bruit correspondant. Ensuite, une matrice de covariance est construite et l'EVD est appliquée à nouveau pour estimer les ranges des sources.

Le réseau d'antennes est divisé en trois sous-réseaux. Le premier sous-réseau provient des éléments  $-M_1$  à  $M_1$ , le  $2^{i\text{eme}}$  sous-réseau de  $(-M_1 - M_2)$  à  $(-M_1 - 1)$  et le sous-réseau 3 de  $(M_1 + 1)$  à  $(M_1 + M_2)$ , où  $M_1 + M_2 = M$ . Avec ces sous-réseaux, deux vecteurs  $c_1$  et  $c_2$  de cumulant  $M_2$   $(M_1 + 1) \times 1$  sont conçus comme suit :

$$c_1((M_1 + M_2 - m)(M_1 + 1) + M_1 + n - 1) = \operatorname{cum}\{x_{-m}(t), x_m(t)^*, x_{-n}(t), x_n(t)^*\} = \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j[-2(m-M1)(M1+1)w_k - 2nw_k]} \\
 & c_2((m - M1 - 1)(M1 + 1) + n + 1) = \\
 & \quad \text{cum}\{x_m(t), x_{-m}(t)^*, x_n(t), x_{-n}(t)^*\} = \\
 & \quad \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j[2(m-M1)(M1+1)w_k + 2nw_k]}
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

Tel que  $m \in [M1 + 1, M1 + M2]$  et  $n \in [0, M1]$ . Ensuite un 3<sup>ieme</sup> vecteur des cumulants  $c_2$  est construit comme suit :

$$\begin{aligned}
 & c_3(m + M1 + 1) = \\
 & \quad \text{cum}\{x_0(t), x_0(t)^*, x_m(t), x_{-m}(t)^*\} = \\
 & \quad = \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j2mw_k}
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

Tel que  $m \in [-M1, M1]$ .

Deux autres matrices des cumulant sont définit comme suit :

$$\begin{aligned}
 C_L &= \text{cum}\{x_{-M1-M2}(t), x_{M1+M2}(t)^*, x_{-M1-1}(t), x_{M1+1}(t)^*\} \\
 &= \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j2(-M2-1)(M1+1)w_k}
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

$$\begin{aligned}
 C_R &= \text{cum}\{x_{M1+M2}(t), x_{-M1-M2}(t)^*, x_{M1+1}(t), x_{-M1-1}(t)^*\} \\
 &= \sum_{k=1}^K C_{4sk} e^{j2(M2+1)(M1+1)w_k}
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

Un vecteur  $c$  de dimension  $2(M1 + 1)(M2 + 1) + 1$  est construit de la manière suivante :

$$c = [C_L, c_1^T, c_3^T, c_2^T, C_R]^T \tag{3.52}$$

Ce vecteur est utilisé pour construire la matrice des cumulants  $C$  de dimension  $((M1 + 1)(M2 + 1) + 1) \times ((M1 + 1)(M2 + 1) + 1)$ , en effet le  $m^{\text{ieme}}$  colonne de  $C$  est formé par les éléments du vecteur  $c$  allant de  $((M1 + 1)(M2 + 1) + 2 - m)^{\text{ieme}}$  élément au  $(2(M1 + 1)(M2 + 1) + 2 - m)^{\text{ieme}}$  élément, la matrice  $C$  est exprimé comme suit :

$$C = A_1(\theta, r)C_{4s}A_1(\theta)^H \tag{3.53}$$

Tel que  $A_1(\theta) = [a_1(\theta_1), a_1(\theta_2), \dots, a_1(\theta_K)]$

Avec  $a_1(\theta_K) = [1, e^{j2w_k}, \dots, e^{j2(M1+1)(M2+1)w_k}]^T$

En appliquant la décomposition EVD sur cette matrice, le sous espace bruit est formé et est utilisé pour estimer la DOA en utilisant 1D recherche spectrale.

### 3.3.2.6. high-order propagator (HOP) methode à base des cumulants d'ordre quatre

Jianzhong Li et al [65] a proposé une méthode d'estimation des DOA et ranges des sources situent en champs proche d'un réseau linéaire uniforme (ULA), cette méthode est basée sur la construction d'une matrice des cumulants et les DOA et ranges sont estimés sans décomposition EVD de la matrice des cumulants, HOP est résumée comme suit :

**Etape 1:** la construction de la matrice des cumulants:

$$C(\bar{m}, \bar{n}) = \text{cum}\{x_m^j(t), x_{-m}^j(t)^*, x_0^j(t), x_n^j(t)^*\} \quad (3.54)$$

Tel que  $\bar{m} = p + m + 1$ ,  $\bar{n} = p + m + 1$  and  $m, n \in [-p, p]$ .

**Etape 2:** Calculer:

$$U_{n1} = I_M - U_{s1}(U_{s1}^H U_{s1})^{-1} U_{s1}^H \quad (3.55)$$

Tel que  $U_{s1} = [c_1, c_2, \dots, c_k]$  les premiers k colonnes de la matrice des cumulants C et  $I_M$  est  $M \times M$  matrice identité. ( $M=2p$  ou  $2p+1$ ).

**Etape 3:** Obtenir l'estimé de la DOA:

$$\hat{\theta}_k = \text{argmax}_{\theta} \frac{1}{A_1^H(\theta) U_{n1} U_{n1}^H A_1(\theta)}, k = 1 \dots K \quad (3.56)$$

Tel que  $a_1(\theta_k) = [e^{j2(-p)\omega_k}, \dots, e^{j2(p)\omega_k}]^T$  est le kieme colonne de  $A_1(\theta)$ .

**Etape 4:** Calculer:

$$U_{n2} = I_M - U_{s2}(U_{s2}^H U_{s2})^{-1} U_{s2}^H \quad (3.57)$$

Tel que  $U_{s2} = [r_1, r_2, \dots, r_K]$  les K premières lignes  $r_1^H, r_2^H, \dots, r_K^H$  de la matrice des cumulants C.

**Etape 5:** Obtenir l'estimé de le kieme range avec le kieme estimé de la DOA comme suit:

$$\hat{r}_k = \text{argmax}_r \frac{1}{a_2^H(\hat{\theta}_k, r) U_{n2} U_{n2}^H a_2(\hat{\theta}_k, r)} \quad (3.58)$$

Tel que  $a_2(\theta_k, r_k) = [e^{j[(-p)\omega_k + (-p)^2\phi_k]}, \dots, e^{j[(p)\omega_k + (p)^2\phi_k]}]^T$ . On applique l'étape 5 jusqu'à l'estimation de tout les ranges des sources.

## 3.4. La méthode proposée (2D-LCSP) basé sur les statistiques de second ordre

Dans le cas d'un système RFID, en supposant que seulement le  $j^{\text{ième}}$  tag répond dans le time slot, nous proposons une méthode basé sur les statistiques de second ordre et sans décomposer la matrice de covariance en valeur propre (EVD). La matrice de covariance estimée des signaux reçus est donnée par:

$$R^j = E[X(t)X(t)^H] = A(r^j, \theta^j) R_s^j A(r^j, \theta^j)^H + \sigma^2 I_M \quad (3.59)$$

Où  $R_s^j = E[s^j(t)s^j(t)^H]$ . Dans un cas général, considérons que nous avons K sources. Dans ce cas,  $A(r^j, \theta^j)$  peut être divisé en deux sous-matrices:

$$A(r, \theta) = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Où  $A_1$  correspond aux  $k$  premières lignes et  $A_2$  aux dernières lignes ( $M-K$ ). Sous les hypothèses que  $A_1$  est non singulier (son déterminant est non nul et donc son rang est  $K$ ) et  $K < M$ , où  $K$  est le nombre de sources, nous pouvons constater qu'il existe un projecteur linéaire entre  $A_1$  et  $A_2$ .

$$A_2 = P^H A_1 \quad (3.61)$$

Division de  $X(t)$  en  $X(t) = [X_1(t) X_2(t)]^T$  où  $X_1(t)$  et  $X_2(t)$  sont les  $K$  premières lignes et les dernières  $M-K$  lignes de  $X(t)$  respectivement, la matrice de covariance est donnée par:

$$R = E[X(t)X(t)^H] = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$R_{11} = E[X_1(t)X_1(t)^H] = A_1 R_s A_1^H + \sigma^2 I_K \quad (3.63)$$

$$R_{21} = E[X_2(t)X_1(t)^H] = A_2 R_s A_1^H \quad (3.64)$$

Dans le cas d'un rapport signal sur bruit plus élevé, on obtient:

$$R_{11} = E[X_1(t)X_1(t)^H] \approx A_1 R_s A_1^H \quad (3.65)$$

$$R_{21} = E[X_2(t)X_1(t)^H] = A_2 R_s A_1^H \quad (3.66)$$

En combinant (3.65), (3.66), il est évident que:

$$\underline{R_{21}} R_{11}^{-1} A_1 = \underline{A_2 R_s A_1^H} \left( (A_1^H)^{-1} R_s^{-1} A_1^{-1} \right) A_1 = A_2 \quad (3.67)$$

En utilisant (3.67), nous obtenons un nouveau projecteur orthogonal dans le sous-espace bruit sans décomposition en valeurs propres (EVD) de la matrice de covariance:

$$\begin{bmatrix} R_{21} R_{11}^{-1} & -I_{M-k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (3.68)$$

$$[P^H, -I_{M-k}] A(r, \theta) = F^H A(r, \theta) = 0 \quad (3.69)$$

Quand un seul tag est activé, (3.63) et (3.64) deviennent:

$$\begin{cases} R_{11} = R^j(1,1) \\ R_{21} = [R^j(2,1), R^j(3,1), \dots, R^j(M,1)]^T \end{cases} \quad (3.70)$$

En utilisant (3.69), en (3.70), nous introduisons un nouveau projecteur  $F$  dans le sous-espace bruit:

$$F = \begin{bmatrix} R_{21} \\ R^j(1,1) \end{bmatrix}^H \quad (3.71)$$

L'estimation de la DOA peut enfin être extraite en maximisant la fonction suivante:

$$C(r^j, \theta^j) = \max_{(r^j, \theta^j)} \left\{ \frac{1}{A(r^j, \theta^j)^H F F^H A(r^j, \theta^j)} \right\} \quad (3.72)$$

### 3.5. La bande de Cramer-Reo en champs proche (CRB)

Les performances des toutes les méthodes de localisation des sources en champs proche sont comparée à celles de Cramer – Rao (CRB). La bande de CRB est une limite inférieure théorique révélant la meilleure performance que tout estimateur non biaisé pourrait l’atteindre. Pour obtenir la bande CRB, la matrice d’information de Fisher (FIM) doit être calculée.

Grosicki et al. Ont dérivé l’expression analytique du CRB pour la localisation de source en champ proche [70], ce qui est très pratique pour évaluer la performance de différents estimateurs sans biais.

Les éléments de FIM de la localisation d’une source en champ proche sont donnés par :

$$FIM_{pq} = Ttrace \left( \frac{\partial R}{\partial \alpha_p} R^{-1} \frac{\partial R}{\partial \alpha_q} R^{-1} \right) \quad (3.73)$$

Tel que R est la matrice de covariance des données reçues par le réseau d’antennes. et  $\alpha$  est le vecteur de tout les paramètres inconnus qu’on cherche à les estimer.

$$\alpha = [\theta_1, \theta_2 \dots \theta_K, r_1, r_2 \dots r_K, \sigma_1^2, \sigma_2^2 \dots \sigma_K^2, \sigma_n^2]^T \quad (3.74)$$

Tel que  $\sigma_K^2$  est la puissance de Kieme source, et  $\sigma_n^2$  est la variance (puissance) du bruit.

Dans le développement de la bande de CRB , on s’intéresse seulement aux paramètres  $(\theta, r)$  . Grosicki et al .ont développés une version simplifié de la bande de CRB comme suit :

$$CRB = \frac{\sigma_n^2}{2T} \left[ \text{Re} \left( (B^H \Pi_A^T B) \odot (J \otimes (R_s A^H R^{-1} A R_s)^T) \right) \right]^{-1} \quad (3.75)$$

Où  $\odot$  et  $\otimes$  signifient respectivement le produit Hadamard-Schur et le produit Kronecker et

$$\Pi_A^T = I - A(A^H A)^{-1} A^H \quad (3.76)$$

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B = [b_\theta(\theta_1, r_1), b_\theta(\theta_2, r_2), \dots, b_\theta(\theta_K, r_K), b_r(\theta_1, r_1), b_r(\theta_2, r_2), \dots, b_r(\theta_K, r_K)] \quad (3.77)$$

Tel que

$$b_\theta(\theta_k, r_k) = \frac{\partial a(\theta_k, r_k)}{\partial \theta} \quad (3.78)$$

$$b_r(\theta_k, r_k) = \frac{\partial a(\theta_k, r_k)}{\partial r} \quad (3.79)$$

### 3.6. Suivi d’un tag RFID UHF passif dans un plan 2D

Supposons que nous avons un objet qui ne se déplace que dans un plan, son mouvement est alors défini complètement par 3 variables: translation sur l’axe des x, translation sur l’axe des y et rotation d’un angle  $\theta$  autour de l’axe des z. Si nous voulons suivre le mouvement de cet objet dans un intervalle de temps spécifié T dans le plan, nous devons connaître sa pose  $(x, y, \theta)$  à chaque instant dans l’intervalle de temps T. Nous pouvons mesurer la position de cet objet à chaque instant du temps. Toutefois; les lectures du capteur sont généralement bruyantes et ne peuvent pas nous donner une valeur précise de la position de l’objet. Un moyen de résoudre ce problème consiste à

utiliser le filtre de Kalman pour estimer la pose de l'objet à chaque pas de temps dans l'intervalle de temps T.

### 3.6.1. Modélisation du système

L'emplacement inconnu de tag à déterminer est dans la coordonnée (x, y). cette position peut être estimée dans la zone du champ proche d'un réseau d'antennes linéaire uniforme en utilisant les valeurs estimées de l'angle (DOA) et la distance(r), ces valeurs servent à actualiser l'estimateur à chaque état.

$$pos = (x, y) = (rcos(Doa), rsin(Doa)) \quad (3.80)$$

Pour utiliser le filtrage de Kalman pour suivre un objet dans un plan, nous devons d'abord modéliser le mouvement de cet objet. Nous ne pouvons pas modéliser avec précision le mouvement de l'objet, mais nous pouvons avoir un modèle d'approximation acceptable du mouvement de l'objet.

### 3.6.2. L'algorithme filtre de Kalman

Le filtrage de Kalman est une méthode récursive dans le temps. Celle-ci permet de résoudre le même problème que le filtrage de Wiener. Pour l'obtention de ce filtre, il faut pouvoir factoriser la DSP de l'observation. Dans le filtre de Kalman, la contrainte de causalité est maintenue mais les signaux sont décrits par des équations d'état.

On suppose que le signal peut être modélisé par une équation d'état :

$$X(k + 1) = AX(k) + BW(k) \quad (3.81)$$

$$Y(k) = CX(k) + V(k) \quad (3.82)$$

$X(k)$  constitue le vecteur d'état.

$W(k)$  constitue un bruit.

$Y(k)$  constitue l'observation.

$V(k)$  constitue un bruit.

$A, B$  et  $C$  sont des matrices déterministes, indépendantes des temps, connus et de dimensions appropriées.

$W(k)$  et  $V(k)$  sont des bruits blancs centres et indépendants tels que :

$$E[V(i)V(j)^T] = R\delta(i - j) \quad (3.83)$$

$$E[W(i)W(j)^T] = Q\delta(i - j) \quad (3.84)$$

$X(0)$  est un vecteur aléatoire de moyenne  $E[X(0)]$  et de matrice de variance-covariance  $P(0)$ .

Le problème du filtrage, au sens de Kalman, est de trouver, pour le système précédent, la meilleure estimation  $\hat{X}(k)$  de  $X(k)$  à partir des observations effectuées jusqu'à k.

Le filtre de Kalman opère en deux étapes :

**Etape.1. Prédiction ou estimation a priori de l'état  $X(k)$  avant que la mesure  $Y(k)$  ne soit disponible.**

Nous nous intéressons à la prédiction linéaire de  $X(k)$  à partir de  $Y(1), Y(2), \dots, Y(k-1)$ , Nous supposons que nous disposons de  $\hat{X}(k-1)$ . Nous désirons en réalité utiliser  $\hat{X}(k-1)$  pour déduire  $\hat{X}_p(k-1)$ . La relation entre le prédicteur  $\hat{X}_p(k)$  de  $X(k)$  et l'estimateur  $\hat{X}(k-1)$  de  $X(k-1)$  est :

$$\hat{X}_p(k) = A\hat{X}(k-1) \quad (3.85)$$

Matrice de variance-covariance du prédicteur.

La relation entre  $P_p(k)$  et  $P(k-1)$  est :

$$P_p(k) = AP(k-1)A^T + BQB^T \quad (3.86)$$

**Etape.2. Estimation ou actualisation de l'état  $X(k)$  une fois la mesure  $Y(k)$  disponible.**

Lorsque la donnée  $Y(k)$  devient disponible, nous désirons l'utiliser pour calculer le meilleur estimateur linéaire  $\hat{X}(k)$  de  $X(k)$  qui minimise l'erreur quadratique moyenne, à partir des données  $Y(1), Y(2), \dots, Y(k-1), Y(k)$ . Cet estimateur est donné par :

$$\hat{X}(k) = \hat{X}_p(k) + K(k) \left( Y(k) - C\hat{X}_p(k) \right) \quad (3.87)$$

Où  $K(k)$  est appelé gain de Kalman.

$$K(k) = P_p(k)C^T(CP_p(k)C^T + R)^{-1} \quad (3.88)$$

Matrice de variance-covariance de l'estimateur.

$$P(k) = P_p(k) - K(k)CP_p(k) \quad (3.89)$$

### 3.6.3. Résumé des équations de Filtres de Kalman .

Pour faciliter la compréhension du filtrage de Kalman, nous rappelons les différentes procédures.

Modèle du signal (Connaissance a priori) :

$$X(k+1) = AX(k) + BW(k)$$

$$Y(k) = CX(k) + V(k)$$

Récurrence sur les matrices de variance-covariance :

$$K(k) = P_p(k)C^T(CP_p(k)C^T + R)^{-1}$$

$$P(k) = P_p(k) - K(k)CP_p(k)$$

$$P_p(k+1) = AP(k)A^T + BQB^T$$

Ces récurrences sont indépendantes des observations et peuvent être calculées avant l'expérience.

Etape d'estimation

$$\hat{X}(k) = \hat{X}_p(k) + K(k) \left( Y(k) - C\hat{X}_p(k) \right)$$

Etape de prédiction

$$\hat{X}_p(k+1) = A\hat{X}(k)$$

Estimation et prédiction du signal

$$\hat{Y}(k) = C\hat{X}(k) \quad (3.90)$$

$$\hat{Y}_p(k+1) = C\hat{X}_p(k+1) \quad (3.91)$$

Initialisation de la procédure

Dans le filtre de kalman, il y a deux sortes de récurrence Nous commençons la récurrence à l'instant  $k = 0$ . Idéalement, nous devrions initialiser le filtres avec :

$$\hat{X}_p(0) = E(X(0)) \quad (3.92)$$

$$P_p(0) = E((X(0) - \hat{X}_p(0))(X(0) - \hat{X}_p(0))^T) \quad (3.93)$$

### 3.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des méthodes d'estimation de la direction d'arrivée et la distance (range) des sources situent dans la zone du champ proche d'un réseau linéaire uniforme (ULA), ces méthodes sont divisées en deux catégories, la première catégorie concerne les méthodes basées sur les statistiques d'ordre deux et l'autre est basée sur les statistiques d'ordre supérieures et spécialement les cumulant d'ordre quatre. Enfin une présentation de la bande de cramer-reo (CRB) qui sert dans le prochain chapitre à la comparaison des performances des méthodes. l'estimation de la DOA et distance en champ proche d'un ULA sert à la poursuite d'un tag monté sur un objet mobile situe toujours dans la zone du champ proche. dans ce chapitre nous avons présenté le filtre de kalman pour objectif le suivi d'un tag RFID UHF.

## ***CHAPITRE 4***

SIMULATION ET VALIDATION  
EXPERIMENTALE DE LA LOCALISATION D'UN  
TAG UHF RFID EN CHAMPS PROCHE D'ULA

#### 4.1. Introduction

Les tags RFID UHF situées dans le champ proche d'un réseau d'antennes de lecteur sont localisés en combinant des méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée et de la distance (range). Dans une configuration en champ proche, le signal au niveau de chaque élément du réseau est reçu avec un angle différent. La méthode proposée commence par une calibration du système pour chaque angle d'incidence pour avoir une estimation optimisée. La méthode d'estimation est validée par une installation expérimentale basée sur un réseau à 4 éléments et un réseau à 3 éléments.

Dans ce chapitre, la simulation de l'estimation du range et DOA est testée en utilisant d'abord un réseau à 5 éléments d'antennes identiques isotropes à gain unitaire, puis un réseau à 5 éléments d'antennes identiques présentant un gain complexe.

#### 4.2. Calibration d'un réseau d'antennes uniformes (ULA)

Il faut noter que la dépendance de déphasage par rapport au changement de l'angle n'a pas d'influence sur l'angle estimé dans un scénario en champ lointain, car un front d'onde plane est supposé. Inversement, le signal arrive à chaque élément avec un angle différent dans le scénario en champ proche. Fig.4.2 montre l'estimation de la distance lorsque les signaux reçus par les éléments du réseau sont modifiés par une erreur en déphasage, car dans le modèle en champ proche, le signal arrive à chaque antenne avec un angle différent. Dans la section suivante, nous utilisons une calibration de gain complexe pour chaque changement d'angle. Une autre possibilité qui nécessite une calibration de l'ULA est que le système soit perturbé par l'environnement. On sait que le système RFID UHF peut être gravement influencé par les réflexions. Pour remédier à ce problème de perturbation, ils existent les méthodes de calibration et des méthodes d'interpolation.

Dans ce chapitre nous présentons les méthodes existantes en littérature de calibration d'un réseau d'antennes uniforme.

Le pseudo spectre bidimensionnel avec SNR = 22 dB de la Fig.4-1 montre que la méthode peut être utilisée avec précision dans les environnements RFID avec un SNR supérieur à 20 dB [90].

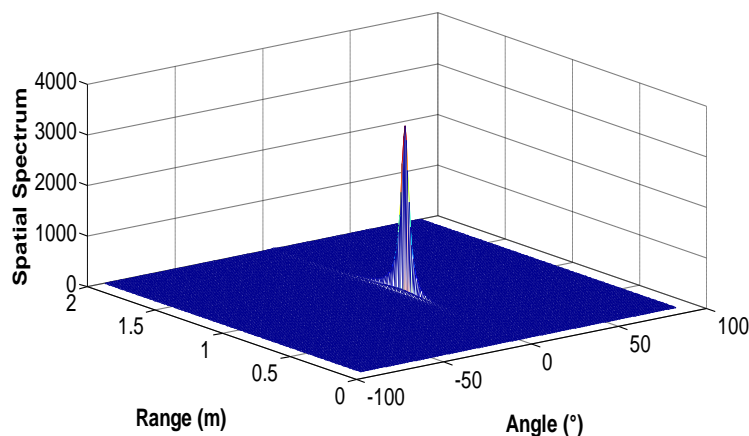


Fig.4-1: Spectre spatial de 2D-LCSP

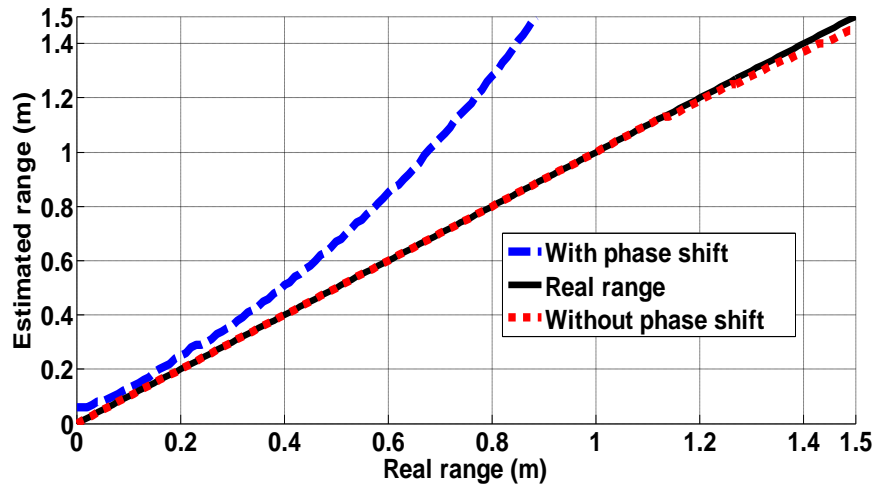


Fig.4-2: Influence du décalage de phase sur la distance (range) estimée à l'angle  $10^\circ$  pour un rapport signal sur bruit de 22 (dB).

En général, un modèle paramétrique est utilisé dans le traitement pour caractériser la réponse d'une source dans un réseau d'antennes. La calibration de réseau d'antennes concerne l'estimation de toutes les incertitudes associées aux paramètres de ce modèle. L'interpolation de réseau d'antenne évite la nécessité d'un modèle paramétrique au détriment d'un grand nombre de sources pilotes (sources situées à des emplacements connus). L'approche d'interpolation de réseau peut être vue comme la construction d'une matrice de transfert ( $A$ ) souhaitable (idéale) à partir des données perturbées. La nouvelle matrice estimée représente généralement une géométrie de réseau virtuel.

Due aux géométries simples des ULAs, L'interpolation la plus utilisé est de représenter un réseau planaire par un réseau linéaire uniforme (ULA) pour faciliter l'application de quelques méthodes d'estimation de la direction d'arrivées à savoir Root-Music ainsi réduire la complexité de calculs.

Une méthode d'interpolation linéaire d'un réseau planaire arbitraire à un réseau virtuel également de géométrie arbitraire à l'aide d'une matrice de transformation dépendante de la direction. L'auteur a ensuite montré comment un réseau planaire pouvait être transformé en un ULA virtuel en utilisant ces méthodes pour pouvoir appliquer root-MUSIC [71] et le lissage spatial [72] en utilisant des algorithmes existants conçus uniquement pour ULA. Des exemples d'autres approches d'interpolation de réseaux peuvent être trouvés dans [73] et [74].

La calibration de réseau d'antennes est essentielle si un modèle de signal paramétrique est utilisé pour le traitement. Ceci modélise les paramètres de la source (c'est-à-dire son emplacement et sa fréquence) et les paramètres du réseau (c'est-à-dire sa géométrie et ses caractéristiques électriques y compris les incertitudes associées). Dans la littérature, il existe quatre approches principales de calibration paramétrique basées sur l'exploitation de données d'un réseau d'antennes. Ceux-ci sont :

Calibration par pilote (pilot calibration).

Auto-calibration (self calibration).

Techniques de calibration adaptatives.

Calibration de réseau active.

#### 4.2.1. Calibration par pilote (Pilot Calibration)

Dans la calibration pilote, des sources avec des paramètres connus (c'est-à-dire une position / direction connue) sont utilisées pour estimer analytiquement les incertitudes du réseau en exploitant le modèle mathématique de la réponse du réseau et en résolvant un ensemble d'équations linéaires. Par exemple, dans [75] et [76] trois sources pilotes de champ lointain ou plus sont utilisées pour estimer le gain complexe, les effets de couplage mutuel et les incertitudes géométriques. De plus, dans [77] l'auteur a montré comment un seul pilote en mouvement opérant dans le champ lointain du réseau d'antennes avec une vitesse radiale connue peut être utilisée pour estimer les erreurs géométriques d'un réseau d'antennes. Dans chaque cas, trois sources pilotes distincts au minimum sont nécessaires pour estimer les incertitudes géométriques 3D et un emplacement supplémentaire est nécessaire si des incertitudes de gain complexes doivent également être estimées.

Un seul emplacement pilote est requis pour l'estimation des incertitudes sur le gain complexe. Dans [78] Leshem et al. proposent différentes approches de calibration basées sur des pilotes pour une utilisation dans un canal à trajets multiples. Dans [79] une méthode de calibration de réseau acoustique basée sur la différence de temps d'arrivée (TDOA) est proposée dans laquelle seule une position approximative des sources est requise. Ceci fournit une approche qui peut être plus réalisable dans des applications pratiques. Cependant, il est bien connu que les méthodes de la différence de temps d'arrivée souffrent de limitations de largeur de bande et d'accès par trajets multiples limitant l'impact de cette contribution.

Les méthodes de calibration basées sur les pilotes ont tendance à être très précises, mais reposent sur l'hypothèse que les emplacements / directions des sources pilotes sont connus. Cela peut être indésirable ou peu pratique en dehors d'un environnement contrôlé, rendant ces approches de calibration de réseau inappropriées dans certaines situations. D'autres algorithmes de calibration basés sur des pilotes sont présentés dans [80], [81] et [82].

#### 4.2.2. Auto-calibration (self calibration)

Contrairement aux méthodes basés sur les pilotes, en auto-calibration, les incertitudes de réseau et les paramètres de source (c'est-à-dire l'emplacement / la direction) sont estimés simultanément. Dans ce cas, il y a beaucoup plus d'inconnues que d'équations, par conséquent, une fonction de coût est généralement optimisée pour résoudre ce problème. En général, les fonctions de coût d'auto-calibration sont non linéaires, rendant les approches d'optimisation traditionnelles basées sur les

gradients inappropriées. L'utilisation d'une fonction de coût conduit à une approche divergentes ou avoir un temps de convergence important.

Dans [83] et [84] Rockah et Schultheiss fournissent une analyse initiale du problème d'auto-calibration en dérivant des limites de Cramer-Rao sur les précisions de calibration pouvant être atteintes en présence d'incertitudes géométrique de réseau. Martin Scherhäufl dans [85] a proposé une méthode de calibration, un démonstrateur de système multicanal a été utilisé avec un lecteur RFID disponible dans le marché, des tags RFID UHF passives conventionnelles, huit émetteurs-récepteurs, matériel de traitement du signal. Les mesures ont été effectuées dans un environnement de bureau intérieur (2D), l'approche automatique aveugle à base de Viterbi offre des résultats similaires avec une erreur quadratique moyenne des valeurs de déphasage de 0,33 rad.

Les principaux facteurs dans le développement d'un algorithme d'auto-calibration sont:

*Choix de la fonction coût.*

*Choix de la procédure d'optimisation.*

#### **4.2.3. Calibration adaptative (Adaptive Array Calibration)**

Plusieurs algorithmes ont été développés basés sur des méthodes adaptatives d'estimation et de compensation des incertitudes sur les réseaux d'antennes. Dans [86] et [87] Ratnarajah et Manikas ont développé une nouvelle méthode de calibration dépendant de la direction d'arrivée en utilisant un modèle d'espace d'état pour définir le système et ses incertitudes, puis l'utilisation de filtrage adaptatif pour les supprimer. Plusieurs auteurs ont tenté de résoudre le problème de calibration en utilisant des méthodes similaires telles que le filtrage adaptatif dans [88] et le filtrage de Kalman dans [89].

#### **4.2.4. Calibration Active (Active Array Calibration)**

La calibration Active est applicable aux réseaux de capteurs actifs ou passifs. En plus de cela, plusieurs algorithmes ont été développés qui ne conviennent que pour les réseaux actifs. Dans ce type de calibration, les capacités de transmission des éléments de réseaux sont exploitées pour estimer les incertitudes de réseau, parmi ses capacités de transmission il ya le diagramme de rayonnement, la direction de rayonnement et les caractéristiques physiques des antennes.

Dans cette thèse nous avons utilisé une calibration par pilote pour estimer le gain complexe, en appliquant la méthode proposé par N. Fistas and A. Manikas [75], l'application de cette méthode dans le contexte de localisation des tags rfid est expliqué dans la section suivante :

#### 4.2.5. Calibration du gain complexe

Nous appliquons la méthode de calibration de réseau proposée par N. Fistas and A. Manikas pour chaque changement d'angle. En utilisant (I-4),  $A(r^{pil}, \theta^{pil})$  est le vecteur directionnel du tag pilote. Il peut être modélisé comme suit:

$$A(r^{pil}, \theta^{pil}) = \bar{\gamma} \odot \bar{\Psi} \odot \overline{A^N(r^{pil}, \theta^{pil})} \quad (4.1)$$

tel que  $\bar{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4]^T$  est la valeur nominale du gain,  $\bar{\Psi} = \exp(j\bar{\varphi})$  est la valeur nominale de la phase avec  $\bar{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4]^T$ ,  $\overline{A^N(r^{pil}, \theta^{pil})} = \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} \bar{r}^T)$  est le vecteur directionnel nominal qui correspond au tag pilote, avec  $\bar{r} = [r_1^{pil}, r_2^{pil}, r_3^{pil}, r_4^{pil}]$  et  $\odot$  représente le produit de Hadamard.

Considérant que  $\bar{\gamma}_e$  et  $\bar{\Psi}_e$  représentent les vecteurs d'erreurs de gain et de la phase qui affectent les éléments de réseau. La matrice de covariance sans bruit peut être calculée comme suit:

$$R_0^{pil} = R^{pil} - \sigma^2 I_4 \quad (4.2)$$

Tel que  $R^{pil}$  est la matrice de covariance des signaux reçus correspondent au tag pilote. La variance de bruit  $\sigma^2$  peut être trouvée comme suit :

$$\sigma^2 = \frac{\text{tr}\{R_{22}^{pil} \Pi\}}{\text{tr}\{\Pi\}} \quad (4.3)$$

Tel que  $R_{22}^{pil} = R^{pil}(m, n)$ ,  $m = 2, \dots, 4$  et  $n = 2, \dots, 4$ ,  $\Pi = I_3 - R_{21}^{pil} R_{21}^{pil \dagger}$ , avec  $R_{21}^{pil} = [R^{pil}(2,1), \dots, R^{pil}(4,1)]^T$ ,  $\text{tr}\{\cdot\}$  représente l'opérateur trace, et  $(\cdot)^\dagger$  représente le pseudo inverse de Moore-Penrose.  $R_0^{pil}$  peut être s'écrit comme:

$$R_0^{pil} = (I_4 + \tilde{\Delta}) A(r^{pil}, \theta^{pil}) R_s^{pil} A(r^{pil}, \theta^{pil})^H (I_4 + \tilde{\Delta})^H \quad (4.4)$$

Tel que  $\tilde{\Delta} = \text{diag}\left(\frac{\bar{\gamma} + \bar{\gamma}_e}{\bar{\gamma}} \odot \bar{\Psi}_e \odot \overline{A^N(r^{pil}, \theta^{pil})} - [1, 1, 1, 1]^T\right)$ . la matrice  $\Theta$  peut être définie comme:

$$\Theta = \text{diag}(\bar{\Psi} \odot \overline{A^N(r^{pil}, \theta^{pil})}) \quad (4.5)$$

$\text{diag}(\text{matrice})$  représente un vecteur colonne et  $\text{diag}(\text{vecteur})$  représente une matrice diagonale.

Par un pré-et-poste traitement de la matrice  $R_0^{pil}$  utilisant  $\Theta$ :

$$\Theta^H R_0^{pil} \Theta = \text{diag}(U) R_s^{pil} \text{diag}(U)^H \quad (4.6)$$

Tel que  $R_s^{pil} = \sigma_s^2$  est la matrice de covariance de la réponse du tag pilote et la matrice  $U = (I_4 + \tilde{\Delta}) \text{diag}(\bar{\gamma}) \text{diag}(\bar{\gamma} + \bar{\gamma}_e) \text{diag}(\bar{\Psi}_e) \text{diag}(\overline{A^N(r^{pil}, \theta^{pil})})$  est en fonction des vecteurs erreurs du gain et de la phase.

Prenant le premier élément  $U(1,1)$  comme référence avec un gain connu  $\gamma_1$ , la matrice  $U$  devient:

$$U = \text{diag} \left( \frac{\gamma_1}{\bar{u}} \right) \quad (4.7)$$

Avec le vecteur  $\bar{u}$  correspondants au trios elements diagonaux de la matrice U ,et (4.6) devient:

$$\Theta^H R_0^{\text{pil}} \Theta = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 \sigma_s^2 & \sigma_s^2 \gamma_1 \bar{u}^H \\ \sigma_s^2 \gamma_1 \bar{u} & u \sigma_s^2 \bar{u}^H \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Utilisant (4.7) et (4.8) pour calculer  $\bar{u}$  , U et la variance du signal tag  $\sigma_s^2$ , en suite  $(\bar{\gamma} + \bar{\gamma}_e)$  et  $\bar{\psi}_e$  peuvent être trouvés. La procédure de calibration peut être résumée comme suit :

- 1) Une calibration par pilote est appliqué pour chaque changement d'angle avec un range de 1m.
- 2) Les valeurs nominales sont fixes pour le gain  $\bar{\gamma} = [1,1,1,1]^T$  et la phase  $\bar{\varphi} = [0,0,0,0]^T$ .
- 3) La matrice de covariance sans bruit est calculé utilisant (4.2) et (4.3), en suite (4.5) pour calculer la matrice  $\Theta$ .
- 4) en utilisant (4.7) et (4.8) pour calculer U , en suite  $(\bar{\gamma} + \bar{\gamma}_e)$  et  $\bar{\psi}_e$  peuvent être obtenues.
- 5) Finalement, le gain complexe est supprimé de la matrice de covariance des données.

### 4.3. Analyse de la complexité de calculs

Contrairement à la méthode proposée, la méthode 2D-MUSIC nécessite la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance, qui nécessite à son tour un grand nombre de multiplications et d'additions, c'est-à-dire une charge de calcul importante. La complexité de calcul de 2D-MUSIC est décrite dans la Table .4.2, où  $N_s$  est le nombre d'échantillons,  $P_\theta$  est le nombre de points de la grille de la recherche pour  $\theta \in [-90(^{\circ}), 90(^{\circ})]$  et  $P_r$  est le nombre de points de la grille de la recherche d'une distance (range)  $\text{range} \in [0(\text{m}), 1.5(\text{m})]$ . La complexité de calcul pour la méthode proposée est décrite dans la Table.4.4 , la complexité de calcul de la méthode HOP est décrite dans la Table.4.6 et la complexité de calcul de la méthode SHO est décrite dans la Table.4.7.

Dans cette section, la complexité de calcul de la méthode proposée sera analysée, il a déjà été prouvé que la complexité de calcul de SHO était inférieure à celle de MOS. En conclusion, les principales complexités de SHO et HOP incluent la construction de la matrice de cumulant d'ordre élevé souhaitée, la construction des sous-espaces et les recherches de spectre. Une comparaison entre les tables montre la faible complexité et la simple mise en œuvre de la méthode 2D-LCSP par rapport aux autres méthodes.

Les tables suivantes montrent le nombre de multiplications et les additions requises pour chacun des algorithmes.

**Table.4.1 : la complexité de calcul de la matrice de covariance**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$T \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(T - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M}^{-1}$	$\frac{M^3}{3} + \frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{6}$	$\frac{M^2}{2} + \frac{M}{2}$
$R_{M \times M} = V_{M \times M} \Lambda_{M \times M} V_{M \times M}^H$	$16 \frac{M^3}{5}$	$44 \frac{M^3}{5}$	-

**Table .4.2: la complexité de calcul de la méthode 2D-MUSIC**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$N_s \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(N_s - 1)M^2$	$M^2$
$R_{M \times M} = V_{M \times M} \Lambda_{M \times M} V_{M \times M}^H$	$16 \frac{M^3}{5}$	$44 \frac{M^3}{5}$	-
$Q_{M \times M} = V_{M \times (M-K)} V_{(M-K) \times M}^H$	$\frac{(M-K)M^2}{2} + \frac{(M-K)M}{2}$	$\frac{(M-K)M^2}{2} - \frac{M^2}{2} + \frac{(M-K)M}{2} - \frac{M}{2}$	-
$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta,r)^H Q_{M \times M} a(\theta,r)}$	$P_r P_\theta (M^2 + M)$	$PP_\theta (M^2 - 1)$	$P_\theta$

D'après la Table .4.3 on simplifié l'expression de la complexité dans la Table .4.2

**Table .4.3: Simplification de la complexité de calcul de la méthode 2D-MUSIC**

No	Opération effectuée	Complexité
01	Estimation de la matrice de covariance	$O(M^2 N_s)$
02	(Eigen value decomposition) EVD de la matrice de covariance .	$O(M^3)$
03	2D recherche spectrale	$O(M^2 P_\theta P_r)$
Total		$O(M^2 P_\theta P_r + M^2 N_s + M^3)$

**Table.4.4 : la complexité de calcul de la méthode proposé**

Opérations	Multiplications	Additions	Divisions
$R_{M \times M} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)_{M \times 1} x(t)_{1 \times M}^H$	$N_s \left( \frac{M^2}{2} + \frac{M}{2} \right)$	$(N_s - 1)M^2$	$M^2$
$R_{K \times K}^{-1}$	$\frac{K^3}{3} + \frac{K^2}{2} + \frac{K}{6}$	$\frac{K^2}{2} + \frac{K}{6}$	$\frac{K^2}{2} + \frac{K}{2}$
$F^H = [R_{21} R_{11}^{-1}, -I_{M-k}]$	$(M-K)K^2$	$(M-K)(K-1)K$	-

$\mathbf{F}\mathbf{F}^H$	$(M - K)K^2$	$(M - K)(K - 1)K$	-
$P_{Proposé}(\theta) = \frac{1}{a(\theta,r)^H \mathbf{F}\mathbf{F}^H a(\theta,r)}$	$P_r P_\theta (M^2 + M)$	$P_r P_\theta (M^2 - 1)$	$P_\theta$

D'après la Table.4.5 on simplifié l'expression de la complexité dans la Table.4.4

**Table.4.5 : Simplification de la complexité de calcul de la méthode proposé**

No	Opération effectuée	Complexité
01	Estimation de la matrice de covariance	$O(M^2 N_s)$
02	Calcul de $\mathbf{F}$	$O(M)$
03	2D recherche spectrale	$O(M^2 P_\theta P_r)$
Total		$O(M^2 P_\theta P_r + M^2 N_s + M)$

**Table.4.6 La complexité de la méthode HOP**

No	Opération effectuée	Complexité
01	Construction de la matrice des cumulant.	$O(M^2 N_s)$
02	Le calcul de deux projecteurs (Propagator)	$O(2M^2 k)$
03	Deux recherches spectrales	$O(M^2 (P_\theta + P_r))$
Total		$O(M^2 (P_\theta + P_r) + M^2 N_s + 2M^2 k)$

**Table.4.7 La complexité de la méthode SHO**

No	Opération effectuée	Complexité
01	Construction de la matrice des cumulant.	$O(M^2 N_s)$
02	Le calcul de l'EVD +l'orthogonalisation de graham shmids	$O(M^3)$
03	Deux recherches spectrales	$O(M^2 (P_\theta + P_r))$
Total		$O(M^2 (P_\theta + P_r) + M^2 N_s + M^3)$

#### 4.4. Résultats de la simulation

L'estimation du range et de DOA sont comparés en utilisant un réseau de 5 éléments d'antennes isotropes identiques avec un gain unitaire espacé de  $\lambda/4$  à 867 (MHz). La figure 3 montre l'estimation du range lorsque la calibration de gain complexe décrit dans la section 4.2.4 est appliqué à chaque changement d'angle. En champ proche, le signal arrive à chaque antenne avec un angle différent alors que la présence de trajets multiples peut provoquer des décalages de phase au niveau des antennes de réception. La Fig.4.2 montre que des déphasages supplémentaires dans le

modèle de signal peuvent ajouter des erreurs dans l'estimation de la distance (range) par rapport à la distance réelle.

L'erreur quadratique moyenne (RMSE) est définie comme suit:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{M_C} \sum_{m_C=1}^{M_C} (\hat{\beta}^j - \beta^j)^2} \quad (4.9)$$

Où  $\beta^j$  représente soit la DOA  $\theta^j$ , soit le range  $r^j$  du  $j^{\text{ème}}$  tag activé. Les Fig.4.3 et Fig.4.4 illustrent respectivement les variations de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) pour l'estimation de la DOA et du range avec un rapport signal sur bruit variant de 0 (dB) à 30 (dB) lorsque  $M_C = 200$  exécutions de Monte-Carlo sont effectuées. Le nombre d'échantillons utilisés pour calculer le RMSE est  $N_s = 329$ . La méthode proposée peut atteindre les performances (la précision d'estimation) de la méthode 2D-MUSIC si nous avons un SNR supérieur à 10 dB qui est valable pour le système RFID réel [90] et meilleur que la méthode HOP avec une complexité de calcul plus faible.

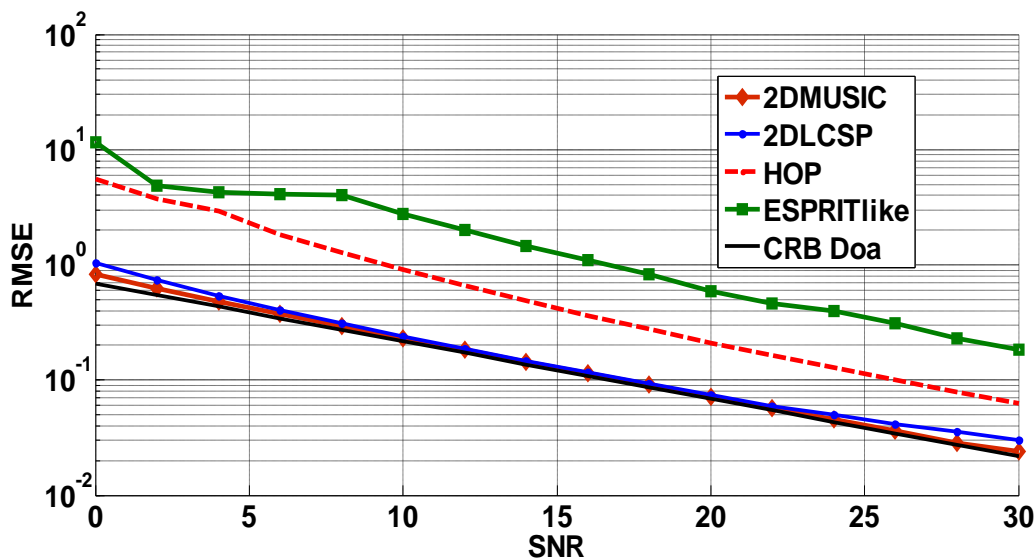


Fig.4-3: Variation de le RMSE de la DOA pour une distance de 0.6m.

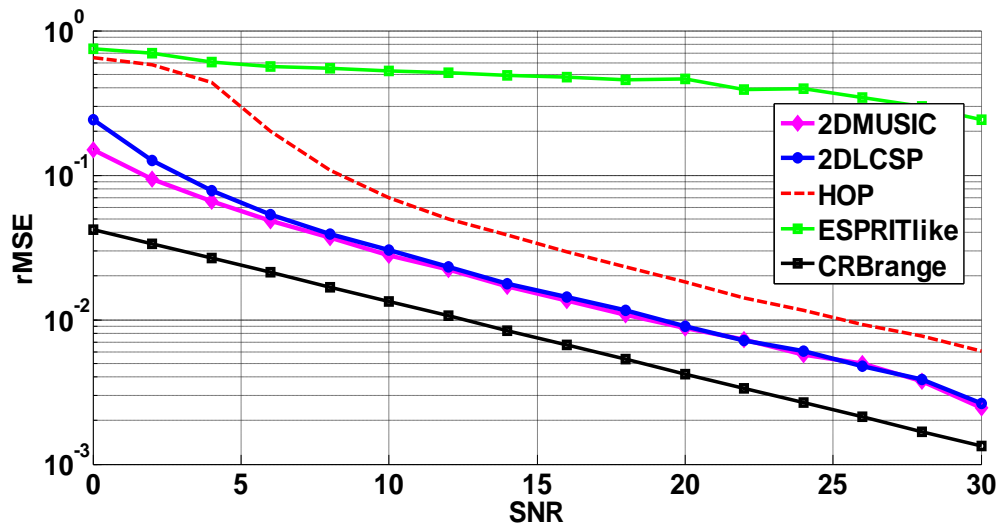


Fig.4-4: Variation de le RMSE de la distance (range) pour un angle de  $10^\circ$ .

#### 4.5. Résultats expérimentaux

La configuration RFID basée sur une configuration bistatique (Fig.4.5) est placée dans un environnement de laboratoire (sans absorbeur). Un générateur de signaux arbitraires émulant le protocole RFC EPC Gen2 est connecté à une antenne patch émettrice à polarisation linéaire. L'antenne d'émission alimente le tag RFID avec une puissance continue de 22 (dBm) à 867 (MHz). Un tag commerciale placé dans la région champ proche (NearField) est activé et renvoie sa réponse RN16, une fois la commande de requête (Query) est envoyée. Le signal rétrodiffusé est reçu par un réseau linéaire uniforme de quatre patches à polarisation circulaire (gain individuel = 1,5 (dBic)) fixés sur un bâtonnet en bois et séparés par  $\lambda/2$  de centre à centre. Pour cette configuration, la région champ proche d'un réseau de 4 éléments s'étend jusqu'à 1,5 mètre. Chacune des quatre antennes patch de réception est connectée à l'entrée d'un oscilloscope à 4 canaux (500 MHz-2GS / s). Les quatre signaux reçus sont stockés et utilisés pour un traitement ultérieur. Les décalages apportés par les câbles sont pris en compte pour chaque canal. Dans les mesures, l'angle d'azimut du tag par rapport au centre du réseau est varié de  $-40^\circ$  à  $40^\circ$  et sa distance (range) de 0,6 (m) à 1,2 (m) pour chaque angle.

La configuration est très sensible aux changements de l'environnement à trajets multiples en champ proche, car le signal rétrodiffusé arrive à chaque antenne avec un angle incident différent, c'est-à-dire un déphasage différent. Pour lutter contre cet effet, la calibration du gain complexe basée sur une source pilote décrite dans la section précédente est appliquée à chaque changement d'angles situés à une distance d'un mètre. Sur la Fig.4-7, l'estimation de la distance (range) avec calibration est comparée avec l'estimation sans calibration de réseau ULA. L'amélioration apportée par la procédure de calibration est clairement soulignée.



Fig.4-5: Configuration expérimentale

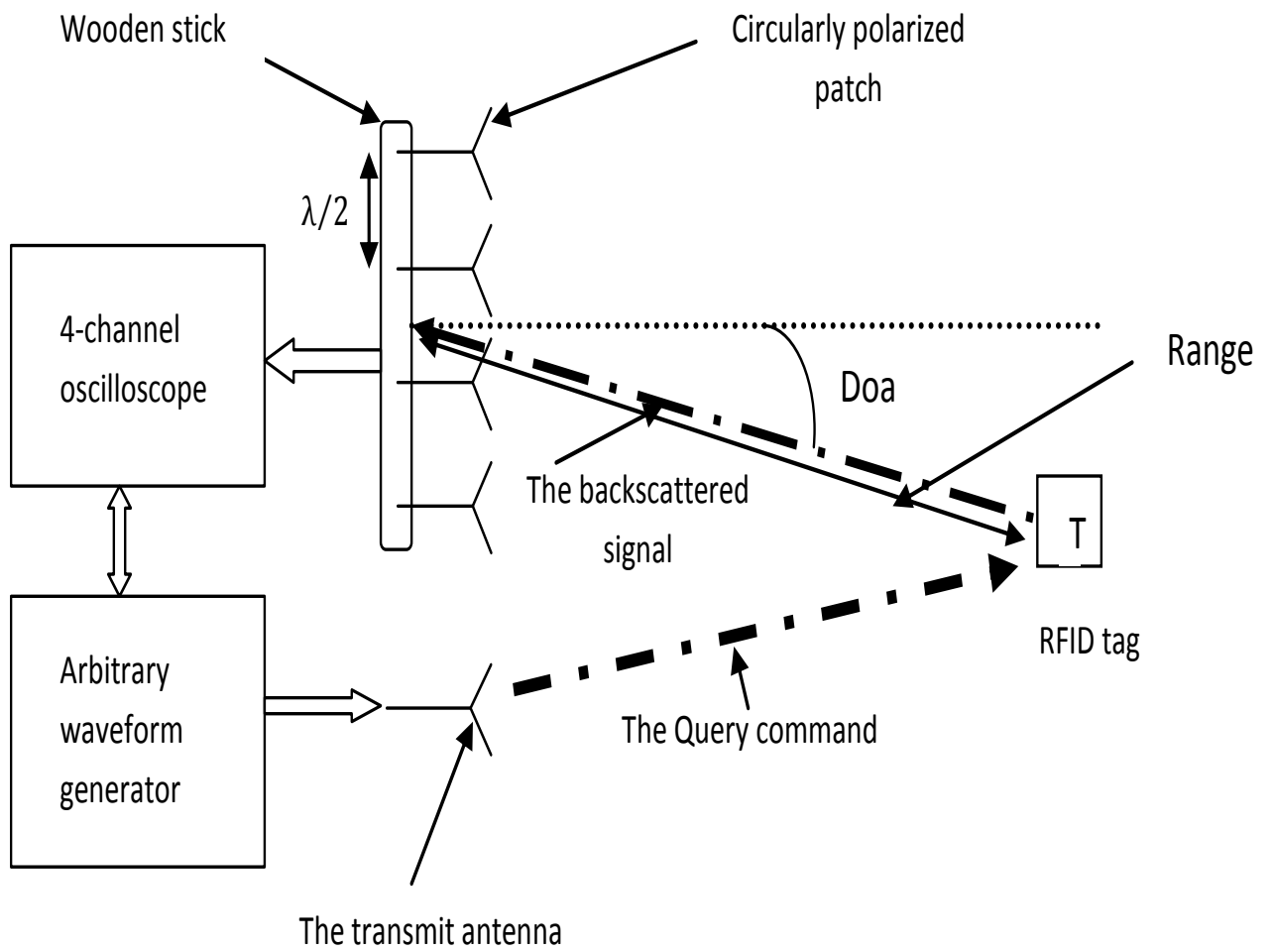


Fig.4-6: Illustration du montage expérimental

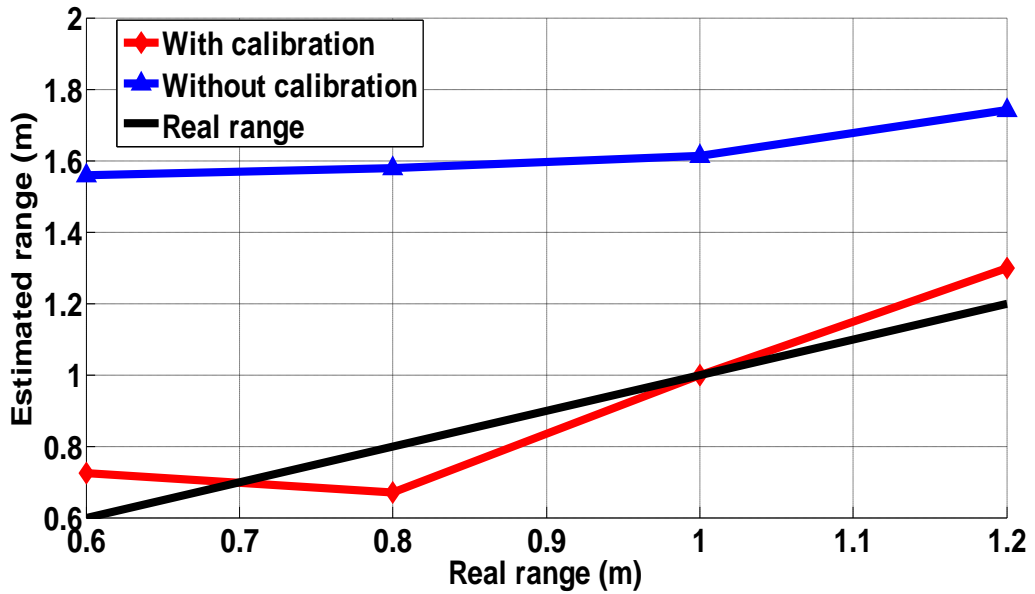


Fig.4-7: Estimation de la distance avec la méthode proposée ( $\theta^j=10^\circ$ )

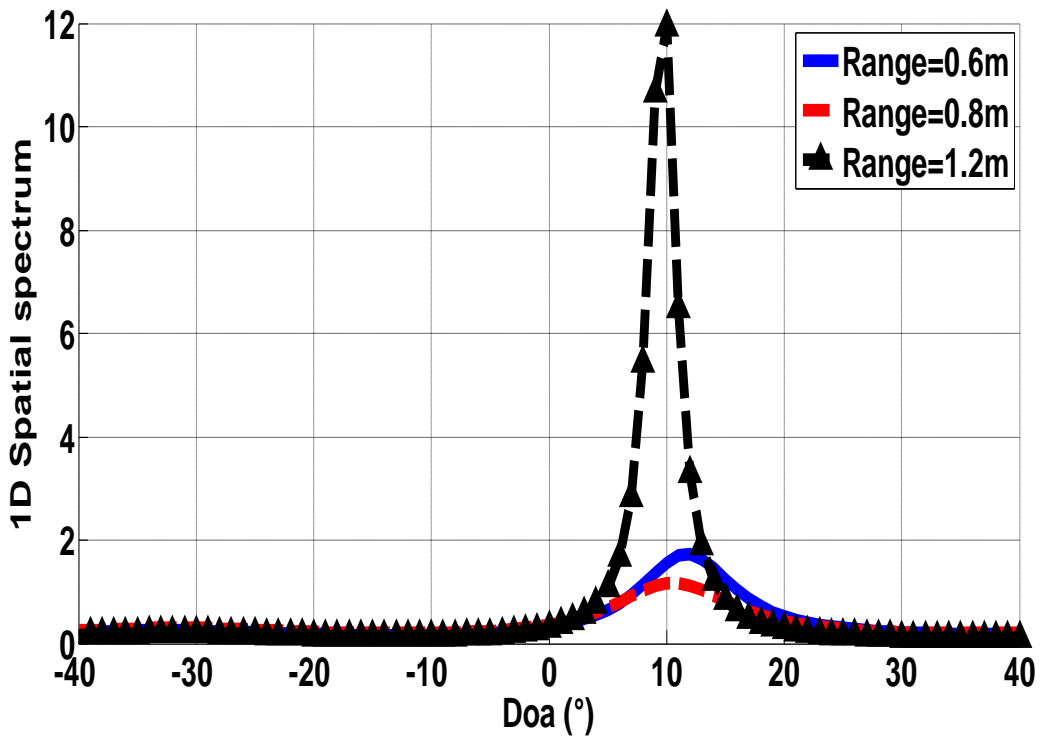


Fig.4-8: Spectre spatial expérimental de mesures expérimentales avec trois valeurs de la distance (0,6 (m), 0,8 (m) et 1,2 (m)) d'un tag situé à un angle de 10 (°).

Pour un tag situé à 10 (°), la distance est estimée avec une précision de 9,25 (cm). La distance estimée est définie comme la moyenne des distances détectées supérieure à 50% de la valeur de pic le plus élevé trouvé dans la recherche des distances unidimensionnelle à 10 (°).

Sur la Fig.4-8, l'estimation de la DOA est effectuée pour un tag placé à un angle de 10 °. Pour cet angle, la distance entre le tag et le centre de réseau est successivement fixée à 0,6 (m), 0,8 (m) et 1,2

(m). La DOA est correctement estimée pour toutes les configurations avec une erreur d'estimation moyenne de 0,75 degrés. Par conséquent, il est clair que la DOA peut être estimée avec précision en utilisant cette méthode avec un réseau d'antennes calibré. La Fig.4-9 montre l'erreur absolue d'estimation de la distance pour chaque angle. L'erreur absolue est calculée comme suit:

$$\text{range\_error}_{\text{abs}} = |r^j - r_{\text{estimated}}^j| \quad (4.10)$$

En utilisant un réseau d'antennes composé de quatre patches, nous procédons à l'estimation des erreurs absolues de DOA pour chaque distance, les résultats sont présentés dans les Tables.4.8 et 4.9. Les Tables. 4.10 et 4.11 représentent les erreurs absolues des distances pour chaque angle. D'autre part, pour estimer la distance et la DOA d'un tag RFID à l'aide de la méthode HOP, nous utilisons un réseau d'antennes composé de trois patches car cette méthode nécessite un nombre impair d'éléments de réseau espacés de  $\lambda/4$  pour éliminer l'ambiguïté en phase, les résultats sont présentés dans les Tables 4.12, 4.13, 4.14, 4.15, 4.16 et 4.17 pour un réseau d'antennes constitué de trois patches espacés de  $\lambda/2$ .

La Table.4.10 indique que l'erreur moyenne absolue de la distance est de 7,48 (cm) avec quatre patches. L'écart type moyen de l'erreur absolue de la distance est de 5,95 (cm), la plus petite erreur d'estimation de la distance est 0 (cm) dans la position de calibration, 89,3% des distances estimées sont inférieures à 20 cm. L'estimation de la distance avec 2D-LCSP est comparable à celle estimée par la méthode 2D-MUSIC (voir Table.4.11: l'erreur moyenne absolue est de 6,16 cm et l'écart type moyen est de 5,24 cm)

D'autre part, en utilisant un réseau de trois patches, la distance maximale dans la région du champ proche est  $2L^2/\lambda = 2\lambda = 0.7\text{m}$ , dans notre configuration expérimentale, nous ne pouvons pas activer le tag à une distance inférieure à 0,6 m. Dans ce cas, la Table.4.15 montre que 2D-LCSP estime la distance avec une erreur absolue de 12 cm à une distance réelle de 0,67 m. La distance estimée avec 2D-LCSP est comparable à celle estimée par la méthode 2D-MUSIC (Table.4.16: erreur absolue de 10,75 cm) et meilleure que la distance estimée avec la méthode HOP (Table.4.17: erreur absolue de 17,88 cm).

L'estimation par la méthode proposée est meilleure que l'estimation de la distance basée sur les mesures de phase aux multiples fréquences rapportées dans [91]. Il est comparable aux méthodes d'estimation de la distance utilisant la méthode EPATL dans [92] et l'estimation d'angle d'activation rapportée dans [93].

La Fig.4.9 montre l'erreur d'estimation absolue de la DOA pour chaque distance. L'erreur absolue de la DOA est calculée comme suit:

$$\text{DOA\_error}_{\text{abs}} = \left| \theta^j - \theta^j_{\text{estimated}} \right| \quad (4.11)$$

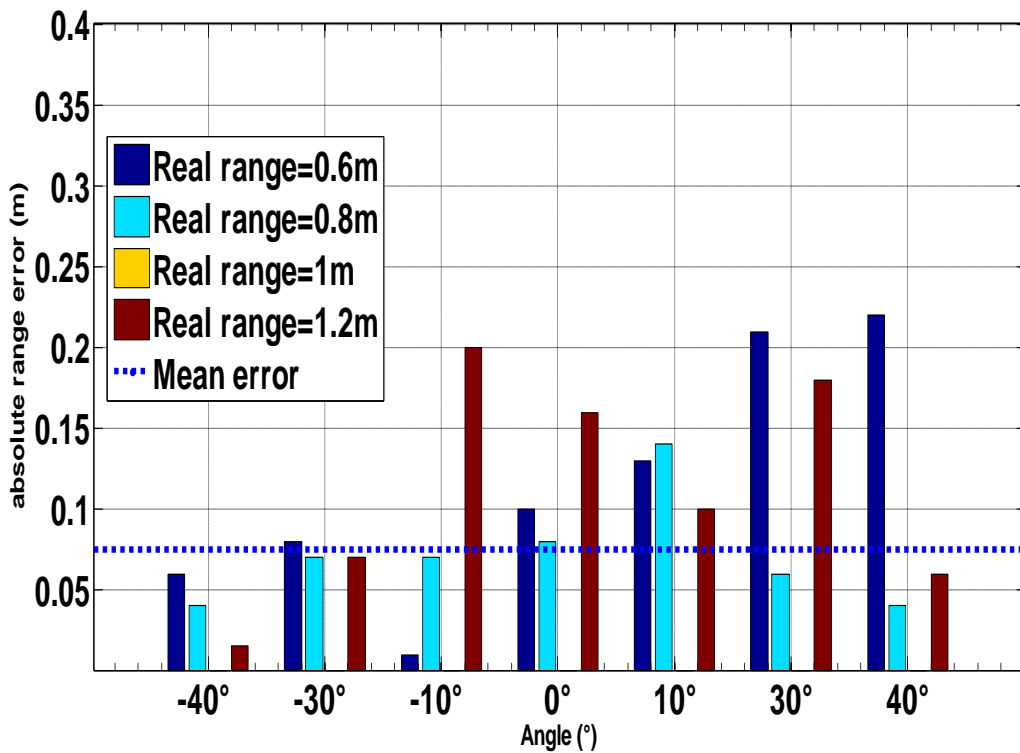


Fig.4-9: Erreur d'estimation absolue de la distance pour chaque angle

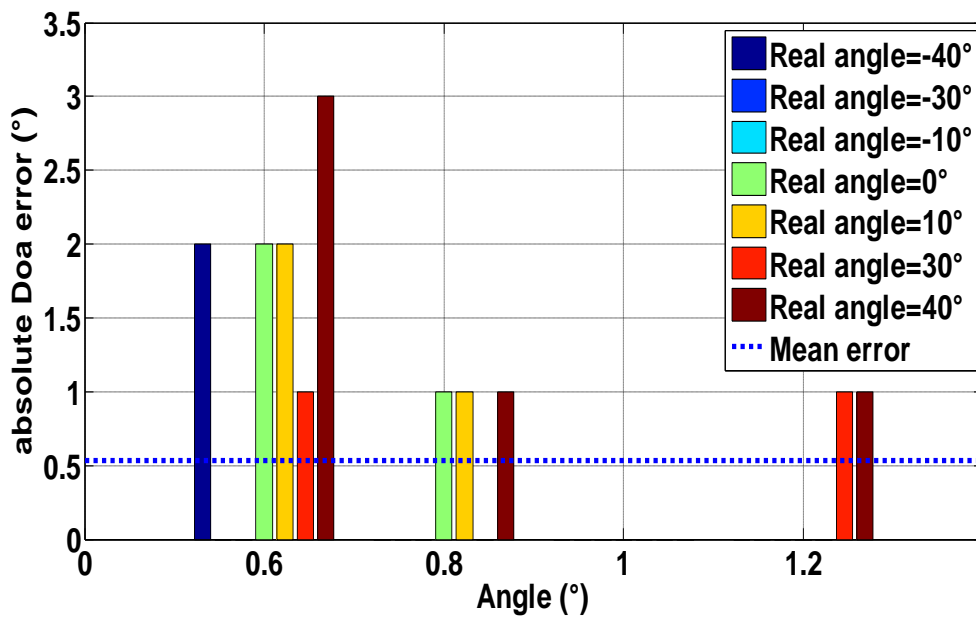


Fig.4-10: Erreur d'estimation absolue de la DOA pour chaque distance

Pour chaque angle à la position de calibration (distance = 1 m), la distance estimée est de 1 m. L'erreur absolue de la distance est donc égale à zéro. Donc, Elle n'est pas tracée sur les Fig.4-9 et Fig.4-10.

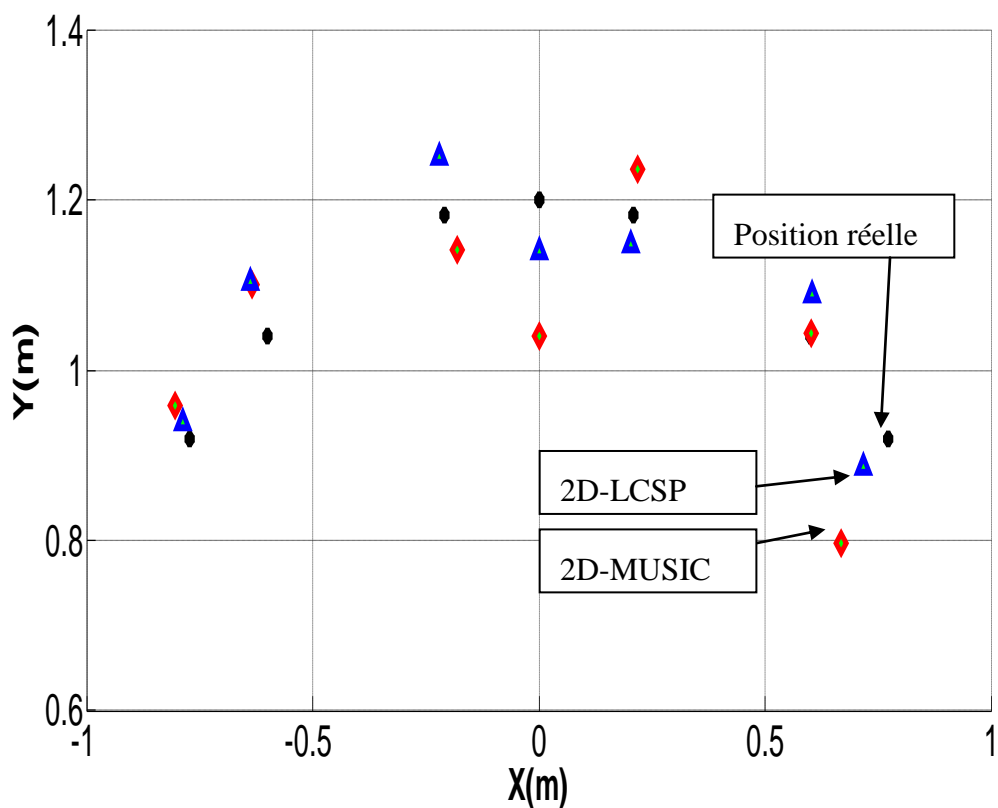


Fig.4-11. Positions estimées du tag RFID dans le plan XY

Table.4.8 : DOA estimée par 2D-LCSP (en utilisant 4patches)

Range (m)	Erreur absolue moyenne de la DOA (°)	Écart type d'erreur (°)
0.6	1.4286	1.0498
0.8	0.4286	0.4949
1	0	0
1.2	0.2857	0.4518
Mean	0.5357	0.4991

Table .4.9. DOAestimée par 2D-MUSIC (en utilisant 4patches)

Range (m)	Erreur absolue moyenne de la DOA (°)	Écart type d'erreur (°)
0.6	1.2857	0.4518
0.8	0.2857	0.4518
1	0	0
1.2	0.1429	0.3499
Moyenne	0.4286	0.3134

Table.4.10. distance (range) estimée de 2D-LCSP (en utilisant 4patches)

A n g l e ( ° )	Erreur absolue moyenne de la distance (range) (m)	Ecart type d'erreur (m)
-40	0.0287	0.0230
-30	0.0550	0.0320
-10	0.0700	0.0797
0	0.0850	0.0572
10	0.0925	0.0554
30	0.1125	0.0858
40	0.0800	0.0837
Moyenne	0.0748	0.0595

Table.4.11. Distance estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 4patches)

A n g l e ( ° )	Erreur absolue moyenne de la distance (range) (m)	Ecart type d'erreur (m)
-40	0.0425	0.0249
-30	0.0450	0.0364
-10	0.0462	0.0356
0	0.0900	0.0675
10	0.0762	0.0526
30	0.0563	0.0833
40	0.0750	0.0669

Moyenne	0.0616	0.0524
---------	--------	--------

Table.4.12. DOA estimée de 2D-LCSP (en utilisant 3 patches)

Range (m)	Erreur absolue moyenne de la DOA (°)	Écart type d'erreur (°)
0.67	1.25	0.4330

Table.4.13. DOA estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 3 patches)

Range (m)	Erreur absolue moyenne de la DOA (°)	Écart type d'erreur (°)
0.67	1	0.9825

Table.4.14. DOA estimée de HOP (en utilisant 3 patches)

Range (m)	Erreur absolue moyenne de la DOA (°)	Écart type d'erreur (°)
0.67	2.0000	1.1213

Table.4.15. Distance estimée 2D-LCSP (using 3patches)

Angle (°)	Erreur absolue moyenne de la distance (m)
-35	0.0800
-5	0.0200
35	0.1800
45	0.2000
Moyenne	0.12

Table.4.16. Distance estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 3 patches)

Angle (°)	Erreur absolue moyenne de la distance (m)
-35	0.0700
-5	0.0800
35	0.1800
45	0.1000
Moyenne	0.1075

Table.4.17. Distance estimée de HOP (en utilisant 3 patches)

Angle (°)	Erreur absolue moyenne de la distance (m)
-35	0.18
-5	0.18
35	0.18
45	0.175
Moyenne	0.1788

L'erreur absolue moyenne en DOA de 2D-LCSP est de 0,5357 (°) avec un réseau à quatre patches. La Table.4.8 montre que l'écart type moyen de l'erreur absolue est de 0,4991 (°), la plus petite erreur d'estimation de la DOA étant de 0 (°) en position de calibration et de 1 (°) pour les autres positions, 85,71% des DOA estimées sont inférieures à 2 (°), la DOA estimée avec 2D-LCSP est comparable à celle estimée par la méthode 2D-MUSIC (Table.4.9: erreur absolue de 0,4286 ° et écart-type de 0,3134 °).

D'autre part, en utilisant un réseau avec trois patches, la Table.4.12 montre que 2D-LCSP estime la DOA avec une erreur absolue moyenne de 1,25 ° et un écart type de 0,4330 °. La DOA estimée avec 2D-LCSP est comparable à celle estimée par la méthode 2D-MUSIC (Table.4.13: erreur absolue moyenne de 1 ° et écart type de 0,9825 °), et meilleure que la DOA estimée avec la méthode HOP (Table.4.14: erreur absolue moyenne de 2 ° et écart type de 1,1213 °).

La méthode d'estimation de la DOA proposée est supérieure à 2,5 (°) par rapport à celle indiquée dans [94] et [95].

#### 4.6. Résultat de la simulation pour le suivi avec le filtre KF

La sortie obtenue à partir du modèle d'estimation de la position dans le repère cartésien sert comme entrée de l'algorithme filtre de Kalman KF, le gain de Kalman détermine la quantité d'innovation (la différence entre la mesure réelle et la mesure du modèle).

Cette estimation du modèle a été réalisée dans un environnement bruité. Le bruit dans le modèle prend en compte l'incertitude du modèle et les perturbations d'entrée. Par conséquent, plus le niveau de bruit est élevé, plus la variation de localisation de tag est importante. Le bruit de mesure prend en compte le bruit au niveau de lecteur et l'effet du bruit de processus.

Pour utiliser le filtrage de Kalman pour suivre un objet étiqueté dans un plan, nous devons d'abord modéliser le mouvement de cet objet. Nous ne pouvons pas modéliser avec précision le mouvement de l'objet, mais nous pouvons avoir un modèle d'approximation acceptable du mouvement de l'objet. En supposant que le mouvement sur l'axe des abscisses n'est pas corrélé au mouvement sur l'axe des ordonnées, nous pouvons écrire les équations discrètes suivantes qui décrivent les mouvements de l'objet étiqueté par un tag RFID comme indiqué ci-dessous:

$$x(k+1) = x(k) + T_S v_x(k) + \frac{T_S^2}{2} a_x(k) \quad (4.12)$$

$$y(k+1) = y(k) + T_S v_y(k) + \frac{T_S^2}{2} a_y(k) \quad (4.13)$$

$$v_x(k+1) = v_x(k) + T_S a_x(k) \quad (4.14)$$

$$v_y(k+1) = v_y(k) + T_S a_y(k) \quad (4.15)$$

Et nous pouvons les écrire comme modèle d'état comme suit:

$$X(k+1) = \begin{bmatrix} x(k+1) \\ y(k+1) \\ v_x(k+1) \\ v_y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & T_S & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T_S \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ y(k) \\ v_x(k) \\ v_y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_S^2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{T_S^2}{2} \\ T_S & 0 \\ 0 & T_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x(k) \\ a_y(k) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Et cela peut être écrit comme:

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \quad (4.17)$$

Pour tenir compte de l'incertitude résultant de l'inexactitude du modèle ou de l'inexactitude des valeurs des vitesses (les entrées), nous introduisons un bruit blanc dans le modèle:

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) + w \quad (4.18)$$

Supposant que  $w$  est un bruit de distribution gaussien avec une moyenne nulle et une variance

$$Q = BQ_b B^T = B \begin{bmatrix} \sigma_{a_x}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{a_y}^2 \end{bmatrix} B^T \quad (4.19)$$

En pratique, la valeur de  $Q$  est inconnue et nous devons l'estimer. Maintenant, puisque nous mesurons  $x, y$  nous pouvons écrire:

$$Y(k+1) = CX(k+1) + v \quad (4.20)$$

Avec  $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  et  $v$  est le bruit de mesuré. Nous supposons que les bruits de mesure sont une distribution gaussienne avec une moyenne de 0 et une variance  $\sigma^2$ .

En utilisant un réseau d'antennes composés de 8 antennes espacées de demi longueur d'onde  $\lambda/2$  donnant une longueur totale du réseau  $\approx 4\lambda$ , la distance en champ lointain commence à  $2L^2/\lambda = 10$ mètres à 867 MHz (bande RFID européenne), les valeurs estimées de la DOA et distance sont utilisées comme valeurs de correction de l'estimation de la position du mobile en utilisant le filtre de kalman. Les Fig.4-13, Fig.4-14 et Fig.4-15 illustrent les performances de KF lorsque des modifications sont apportées au bruit de processus (Q) dans le système et la Table.4.18 présente l'erreur moyenne et l'écart type de l'erreur à différents niveaux de Q dans l'algorithme de filtre de kalman (KF). Il a été observé que dans un environnement plus bruité (Q élevé), KF estime plus précisément la position du mobile (Tag).

Table.4.18. Erreur moyenne et l'écart type de la position estimée par KF

Variance de bruit de processus (Q(m))	Variance de bruit mesures	Nombre d'itération et Ts	coordonnées	Erreur moyenne KF (m)	Ecart type de KF (m)
0.19	0.7	NI= 50 Ts =0.45s	X	-0.0177	0.5157
			Y	-0.0383	0.6017
0.09			X	-0.0157	0.5644
			Y	0.0446	0.5401
0.01			X	-0.0594	0.4934
			Y	0.0233	0.5472

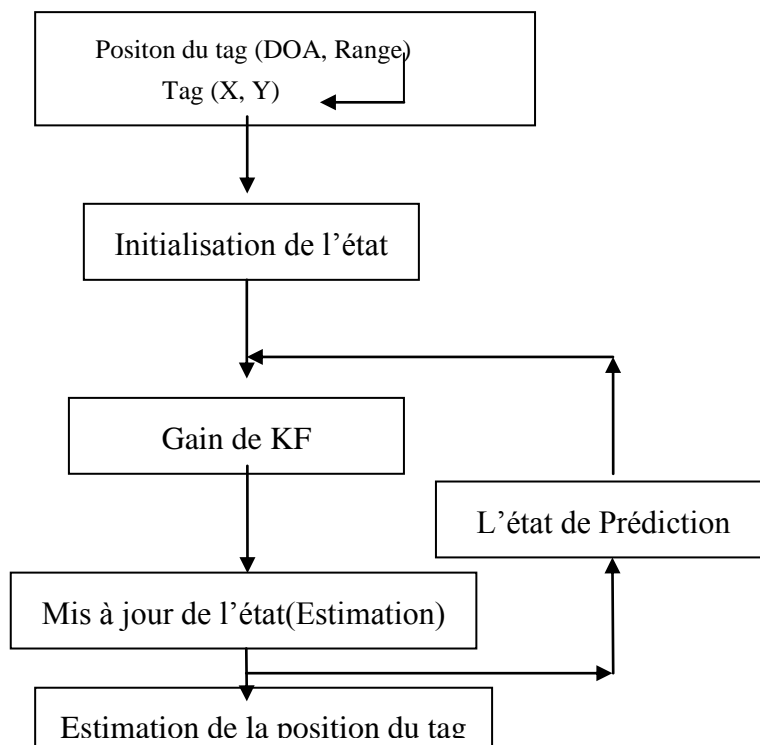


Fig-4.11-Implémentation de filtre de kalman

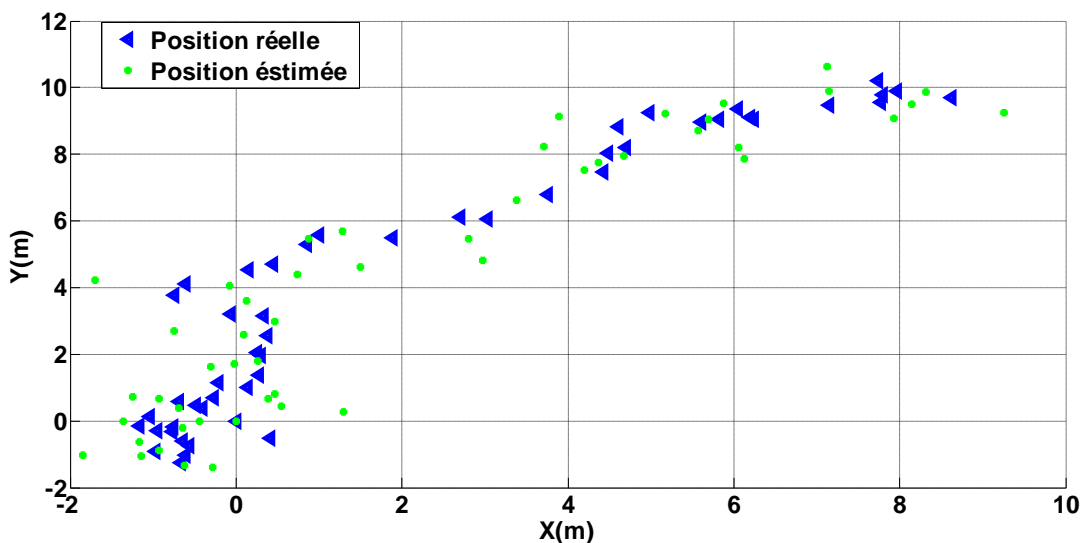


Fig.4-12. Poursuite d'un tag RFID dans le plan XY en utilisant le filtre de Kalman

La Fig.4-12 nous montre que le filtre de kalman est utile pour le suivi d'un tag UHF RFID situe dans la zone champ proche d'un réseau d'antennes linéaire uniforme, l'avantage de ce système de poursuite est l'utilisation d'un seul réseau pour estimer la position (X,Y) du tag, ces positions sont utilisées comme valeurs mesurées pour le filtre de kalman.

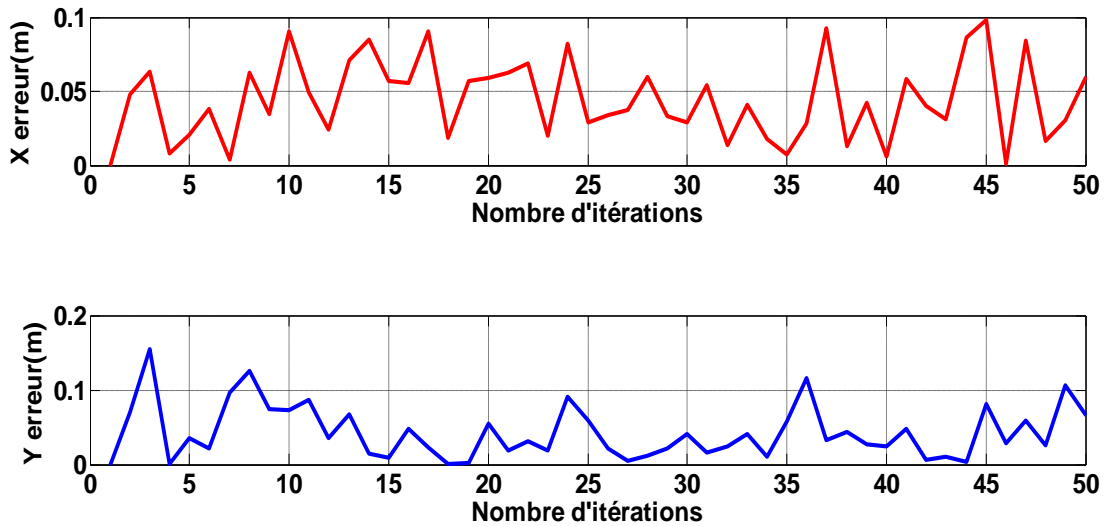


Fig.4-13: La variation de l'erreur des coordonnées (X,Y) avec  $Q=0.19(m)$

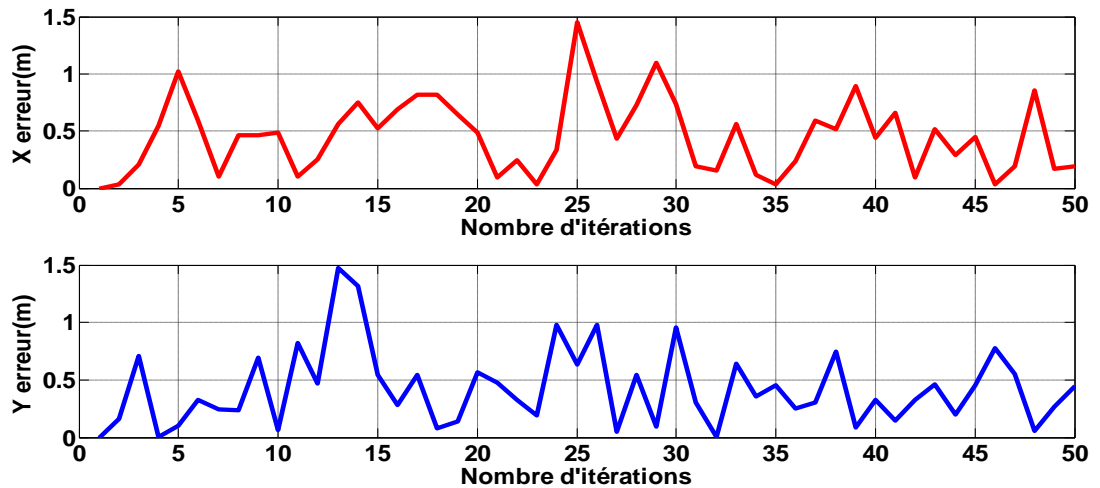


Fig.4-14: La variation de l'erreur des coordonnées (X,Y) avec  $Q=0.09(m)$

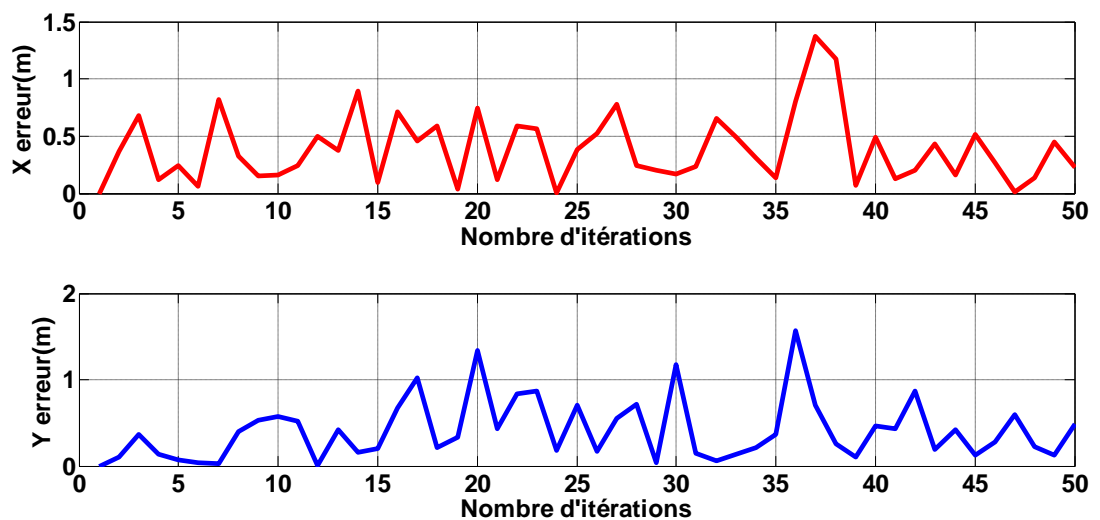


Fig.4-15: La variation de l'erreur des coordonnées (X, Y) avec  $Q=0.01(m)$

#### 4.7. Conclusion

Ce chapitre décrit une nouvelle méthodologie et une configuration expérimentale permettant de localiser les tags RFID UHF avec un réseau d'antennes linéaires connecté à un lecteur RFID. L'opération est efficace dans la zone champ proche d'un réseau linéaire uniforme, c'est-à-dire pour la localisation à courte portée où la distance et l'azimut peuvent être estimés. Une méthode d'estimation beaucoup moins complexe et aussi performante que la méthode (2D-MUSIC) et la méthode de propagation d'ordre élevé (HOP) est décrite. La méthode proposée repose sur des statistiques de second ordre. Elle présente une bonne précision et une faible complexité sans décomposition en valeur propre (EVD) de la matrice de covariance. Une technique de calibration du réseau linéaire uniforme est appliquée pour prendre en compte la variation de phase du signal reçu au niveau de chaque élément du réseau. L'efficacité de notre méthode est prouvée analytiquement et expérimentalement pour un réseau à trois (3) éléments et un réseau à quatre (4) éléments.

La nouvelle méthode proposée estime la DOA et la distance d'un tag RFID UHF passive à courte portée dans la zone du champ proche (Nearfield) d'un réseau linéaire uniforme (ULA) calibré. Les résultats expérimentaux utilisant quatre patchs montrent une erreur moyenne d'estimation de la distance (range) de 7,48 cm et une erreur moyenne d'estimation de la DOA de  $0,53^\circ$  pour une distance variant de 60 cm à 120 cm et un angle variant de  $-40^\circ$  à  $40^\circ$ . Cela se fait sans décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance contrairement aux techniques existantes telles que 2D-MUSIC, ESPRIT-like et meilleur que la méthode HOP basé sur les cumulants d'ordre quatre et sans décomposition EVD. Par conséquent, la méthode présente une complexité et un coût de calcul inférieurs, ainsi que de meilleures performances avec un réseau calibrée par rapport aux méthodes existantes en littérature.

## ***CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES***

## Conclusion générale et perspectives.

Dans cette thèse, suivant l'emplacement d'un tag RFID UHF, un système de localisation 1D et 2D est introduit, où l'application principale est la localisation d'objet fixe marqué avec un tag RFID. À cette fin, un émulateur de système RFID UHF a été développé, dans lequel, un réseau d'antennes linéaires uniforme composé d'une antenne colocalisé entre plusieurs positions espacées de demi-longueur d'onde, en utilisant le principe de superposition, ce réseau est utilisé comme un réseau d'antennes linéaires uniforme réel à la réception pour objectif l'estimation de la direction d'arrivée d'un tag RFID UHF passif situé en champs lointain, sur la base de l'évaluation des signaux du tag rétrodiffusés, cet émulateur est utilisé pour valider la possibilité d'estimer la DOA d'un tag RFID passif en appliquant une nouvelle méthode à faible complexité de calcul, cette validation expérimentale est faite dans une chambre anéchoïque.

Dans le cas où un objet étiqueté avec un seul tag RFID est situé dans la zone champs proche d'un réseau d'antennes linéaire uniforme, la localisation 2D peut être réalisée sur la base d'une évaluation de l'angle d'arrivée (DOA) et la distance (range). Les expériences ont montré qu'en utilisant la version 2D de la méthode proposée, la localisation d'un tag RFID UHF passif peut être réalisé avec une bonne précision et faible complexité de calcul ce qui rendre l'application de cette méthode possible dans un système RFID réel, la méthode proposée est validé par simulation et mesures expérimentales en utilisant un réseau d'antennes uniforme composé de quatre patchs identiques et un autre réseau composé de trois patchs identiques, vu la présence d'une erreur de phases au niveau des signaux reçus par les réseaux, les réseaux d'antennes dans les deux scénario de mesures sont calibrés par une méthode de calibration de gain complexe, pour valider ce travail, des mesures ont été effectuées dans un environnement intérieur de laboratoire.

Cette thèse est finalisé par l'étude et simulation de filtre de kalman, ce filtre est utile pour le suivi d'un tag UHF RFID situe dans la zone champ proche d'un réseau d'antennes linéaire uniforme, l'avantage de ce système de poursuite est l'utilisation d'un seul réseau pour estimer la position (X,Y) du tag, ces positions sont utilisées comme valeurs mesurées (pour la phase de correction) pour le filtre de kalman.

### **Perspectives :**

Cette thèse peut faire l'objet des autres travaux. Nous citerons ci-apres quelques perspectives :

- Introductions des techniques d'anticollisions dans le système de localisation pour pouvoir localiser plusieurs tags et l'implémentation hardware sur des plateformes FPGA.
- Une validation expérimentale de l'estimation de la DOA en champ lointain en tenant compte de l'effet du couplage mutuel.

- L'utilisation des autres versions de filtre de Kalman pour le suivi d'un Tag RFID passif à savoir Extended Kalman Filter (*EKF*) , Unscented Kalman Filter (*UKF*) et constrained unscented Kalman filter (*CUKF*), et de faire une étude comparative des filtres avec une validation expérimentale.

## Références

- [1] D. Dobkin, « RF in RFID: passive RFID UHF in practice », Newnes Oxf. UK, 2008.
- [2] EPCglobal Inc., “EPC Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID– Specification for RFID Air Interface – Protocol for Communications at 860 MHz -960 MHz,” EPCglobal Inc., Standard, Apr. 2015
- [3] « <http://www.rfidjournal.com/articles/view?2481> ».
- [4] « <http://www.filrfid.org/article> ».
- [5] E. W. Schuster, S. J. Allen, et D. L. Brock, *Global RFID: the value of the EPCglobal network for supply chain management*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [6] A. A. N. Shirehjini, A. Yassine, and S. Shirmohammadi, “An RFID-based position and orientation measurement system for mobile objects in intelligent environments,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 6, pp. 1664–1675, Jun. 2012.
- [7] S. Park and S. Hashimoto, “Autonomous mobile robot navigation using passive RFID in indoor environment,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2366–2373, Jul. 2009.
- [8] A. Errington, B. Daku, and A. Prugger, “Initial position estimation using RFID tags: A least-squares approach,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 11, pp. 2863–2869, Nov. 2010.
- [9] J. H. Cho and M.-W. Cho, “Effective position tracking using B-spline surface equation based on wireless sensor networks and passive UHF-RFID,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 9, pp. 2456–2464, Sep. 2013.
- [10] S. S. Saab and Z. S. Nakad, “A standalone RFID indoor positioning system using passive tags,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1961–1970, May 2011.
- [11] H.-Y. Yu and J.-J. Chen, “An intelligent space location identification system based on passive RFID tags,” in *Proc. Int. Conf. Machine Learning and Cybernetics*, vol. 1, Jul. 2014, pp. 428–433.
- [12] J. S. Choi, H. Lee, R. Elmasri, and D. Engels, “Localization systems using passive UHF RFID,” in *Proc. 5th Int. Joint Conf. INC, IMS and IDC (NCM)*, Aug. 2009, pp. 1727–1732.
- [13] K. Chawla, G. Robins, and L. Zhang, “Object localization using RFID,” in *Proc. 5th IEEE Int. Symp. Wireless Pervasive Comput. (ISWPC)*, May 2010, pp. 301–306.
- [14] Z. Zhang, Z. Lu, V. Saakian, X. Qin, Q. Chen, and L.-R. Zheng, “Item-level indoor localization with passive UHF RFID based on tag interaction analysis,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 2122–2135, Apr. 2014.
- [15] J. M. Akré, X. Zhang, S. Baey, B. Kervella, A. Fladenmuller, M. A. Zancanaro, and M. Fonseca, “Accurate 2-D localization of RFID tags using antenna transmission power control,” in *Proc. 2014 IFIP Wireless Days (WD)*, Nov. 2014, pp. 1–6
- [16] A. Ruiz, F. Granja, J. Prieto Honorato, and J. Rosas, “Accurate pedestrian indoor navigation by tightly coupling foot-mounted IMU and RFID measurements,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 1, pp. 178–189, Jan. 2012.
- [17] S. Shao and R. J. Burkholder, “Passive UHF RFID tag localization using reader antenna spatial diversity,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Inform. Technol. Syst. (ICWITS)*, Nov. 2012, pp. 1–4.
- [18] T. Liu, L. Yang, Q. Lin, Y. Guo, and Y. Liu, “Anchor-free backscatter positioning for RFID tags with high accuracy,” in *Proc. IEEE Conf. Comput. Commun. (INFOCOM)*, Apr. 2014, pp. 379–387.

- [19] A. Wille, M. Broll, and S. Winter, "Phase difference based RFID navigation for medical applications," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID (RFID), Apr. 2011, pp. 98–105.
- [20] P. Nikitin, R. Martinez, S. Ramamurthy, H. Leland, G. Spiess, and K. V. S. Rao, "Phase based spatial identification of UHF RFID tags," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID (RFID), Apr. 2010, pp. 102–109.
- [21] M. Scherhaufl, M. Pichler, E. Schimback, D. Müller, A. Ziroff, and A. Stelzer, "Indoor localization of passive UHF RFID tags based on phase-of-arrival evaluation," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 61, no. 12, pp. 4724–4729, Dec. 2013.
- [22] M. Scherhaufl, M. Pichler, and A. Stelzer, "UHF RFID localization based on phase evaluation of passive tag arrays," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 64, no. 4, pp. 913–922, Apr. 2015.
- [23] M. Scherhaufl, M. Pichler, and A. Stelzer, "Maximum likelihood position estimation of passive UHF RFID tags based on evaluation of backscattered transponder signals," in Proc. IEEE Conf. Wireless Sensor Networks (WiSNet), Jan. 2016, pp. 24–26.
- [24] M. C. Hua and H. C. Liu, "Simultaneous AoA estimations for two passive UHF RFID tags," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Applicat. (RFID-TA), Sep. 2015, pp. 8–13.
- [25] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, T. Knie, and R. Kronberger, "Improved AoA based localization of UHF RFID tags using spatial diversity," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Applicat. (RFID-TA), Sep. 2011, pp. 174–180.
- [26] R. Miesen, F. Kirsch, and M. Vossiek, "Holographic localization of passive UHF RFID transponders," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID (RFID), Apr. 2011, pp. 32–37.
- [27] L. Qiu, Z. Huang, N. Wirström, and T. Voigt, "3DinSAR: Object 3D localization for indoor RFID applications," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID (RFID), May 2016, pp. 1–8.
- [28] P. Nepa, F. Lombardini, and A. Buffi, "Location and tracking of UHF-RFID tags," in Proc. IEEE Conf. Antennas Propag. Wireless Commun. (APWC), Sep. 2011, pp. 1062–1065.
- [29] A. Parr, R. Miesen, and M. Vossiek, "Inverse SAR approach for localization of moving RFID tags," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID (RFID), Apr. 2013, pp. 104–109.
- [30] C. Ozdemir, Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with Matlab Algorithms. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2012, ch. 4, pp. 121–186.
- [31] M. A. Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing. New York, NY: McGrawHill, Inc., 2005, ch. 4, pp. 206–211.
- [32] I. V. Komarov and S. M. Smolskiy, Fundamentals of Shore-Range FM Radar. Boston, MA: Artech House, 2003.
- [33] R. Miesen, F. Kirsch, P. Groeschel, and M. Vossiek, "Phase based multi carrier ranging for UHF RFID," in Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Inform. Technol. Syst. (ICWITS), Nov. 2012, pp. 1–4.
- [34] A. Povalac and J. Sebesta, "Phase difference of arrival distance estimation for RFID tags in frequency domain," in Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Applicat. (RFIDTA), Sep. 2011, pp. 188–193.
- [35] J. Heidrich, D. Brenk, J. Essel, G. Fischer, R. Weigel, and S. Schwarzer, "Local positioning with passive UHF RFID transponders," in Proc. IEEE MTT-S Int. Microw.
- [36] Alois Ascher et al., "3D Localization of Passive UHF RFID Transponders using Direction of Arrival and Distance Estimation Techniques" in IAEAC. 2017. pp. 1373–1379.
- [37] Meng Liu et al., "Passive multiple target indoor localization based on joint interference cancellation in an RFID System" in electronics. 11 April 2019. pp. 1–15
- [38] D.M. Dobkin, "The RF in RFID: Passive UHF RFID in practice," Burlington, MA: Newnes, 2007.

- [39] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York, NY: McGrawHill, Inc., 2005, ch. 3, pp. 136–140.
- [40] M. C. Hua and H. C. Liu, "Simultaneous AoA estimations for two passive UHF RFID tags," in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID-Technol. Applicat. (RFID-TA)*, Sep. 2015, pp. 8–13.
- [41] C. Angerer, R. Langwieser, and M. Rupp, "Direction of Arrival Estimation by Phased Arrays in RFID," in *Proceedings of the 3rd international EURASIP Workshop on RFID Technology, Lan Manga del Mar Menor*, Sep. 2010.
- [42] Z. Junru, Z. Hongjian, and M. Lingfei, "Two dimension localization of passive RFID tags using AOA estimation," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, IEEE, 2011, pp. 1–5.
- [43] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, T. Knie, and R. Kronberger, "Improved AoA based localization of UHF RFID tags using spatial diversity," in *RFID Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2011 IEEE International Conference on, 2011, pp. 174–180.
- [44] N. S. de Jesus and J. J. S. Marciano, Jr., "Enhancing the accuracy of direction-of-arrival (DoA) estimates of passive UHF RFID tag signals using adaptive filtering," in *Information Sciences Signal Processing and their Applications (ISSPA)*, 2010 10th International Conference on, 2010, pp. 169–172.
- [45] Y. Zhang, M. G. Amin, and S. Kaushik, "Localization and tracking of passive RFID tags based on direction estimation," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1–9, Oct. 2007.
- [46] M. Hua, G. Peng, and H. Liu, "Angle of arrival estimation for passive UHF RFID tag backscatter signal," *2013 IEEE International Conference on Green Computing and Communications and IEEE Internet of Things and IEEE Cyber, Physical and Social Computing*, pp. 1865–1869.
- [47] C. A. Balanis. "Advanced Engineering Electromagnetics". Wiley, 1989. ISBN 0471621943.
- [48] J. Rissanen "A Universal Prior for Integers and Estimation by Minimum Description Length". *Ann. stat.*; vol. 11; no. 2; pp 431–466; 1983.
- [49] B.D. Van Veen and K.M. Buckley. —Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering. *IEEE ASSP Magazine*, Vol. 5, No. 2, pp. 4–24, 1988.
- [50] J. Capon, —High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis, *Proc. IEEE*, Vol. 57, No. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [51] R.O. Schmidt : — Multiple emitter location and signal parameter estimation *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* ; Vol. 34, pp. 276–280 ; 1986.
- [52] Arthur J. Barabell." IMPROVING THE RESOLUTION PERFORMANCE OF EIGENSTRUCTURE-BASED DIRECTION-FINDING ALGORITHMS". *ICASSP, BOSTON*, 1983.
- [53] Chen Y M, Lee J H, Yeh C C. —Bearing estimation without calibration for randomly perturbed arrays. *IEEE, Trans, ASSP- Vol.38, No.1*, pp.194–197; 1991.
- [54] Richard Roy, Thomas KAILATH."ESPRIT-estimation of signal parameters via Rotational invariance techniques". *IEEE, Trans, ASSP- Vol.37, No.7*, pp.984–995; 1989.
- [55] Sanchez-Araujo, J., & Marcos, S. "Statistical analysis of the propagator method for doa estimation without eigendecomposition". In *Proc IEEE 8th Workshop on Statistical Signal and Array Processing Corfu, Greece*, pp. 570–573, 1996.
- [56] P. Stoica, E. G. Larsson, and A. B. Gershman, "The stochastic CRB for array processing: A textbook derivation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 8, no. 5, pp. 148–150, May 2001.
- [57] Loussert C. (2014) .Chapter 4: 'RFID Markets' in Ed: *UHF RFID tags: Design and technologies*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc.

- [58] Scherhaufel M., Pichler M., and Stelzer A. (2015) .UHF RFID localization based on phase evaluation of passive tag arrays, *IEEE Trans. on Instr. Meas.*, 64, (4), pp. 913-922.
- [59] Athalye A., Savic V., Bolic M. and Djuric P. (2013).Novel semi-passive RFID system for indoor localization, *IEEE Sens. J*, 13, (2), pp. 528-537.
- [60] Huang, Y.; Barkat, M. (1991) Near-field multiple source localization by passive sensor array. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 39, 968–975.
- [61] Zuo, W.; Xin, J.; Zheng N.; Akira S. (2018) Subspace-Based Localization of Far-Field and Near-Field Signals without Eigendecomposition. *IEEE Trans. Signal Process*, 66, 4461–4476.
- [62] J. Liang and D. Liu,( 2010) .Passive localization of mixed near-field and farfield sources using two-stage MUSIC algorithm,”*IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 1, pp. 108–120,.
- [63] Wang, B.; Zhao, Y.; Liu, J. (2013). Mixed-order MUSIC algorithm for localization of far-field and near-field sources. *IEEE Signal Process. Lett.*, 20, 311–314.
- [64] Li, J.; Wang, Y.; Le Bastard, C.; Wei, G; Ma, B.; Sun, M.; Yu, Z. ( 2017). Simplified High-order DOA and Range Estimation with Linear Antenna Array. *IEEE Commun. Lett.*, 21, 76–79.
- [65] J. Li, Y. Wang, C. Le Bastard, Z. Wu, and S. Men. (2019). Low-Complexity High-Order Propagator Method for Near-Field Source Localization. *sensors journal* (19), 54.
- [66] Liang J. , Liu D. . Passive localization of mixed near-field and far-field sources using two-stage MUSIC algorithm[J]. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 2010, 58(1): 108–120.
- [67] Mendel, J. M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications. *Proc. IEEE* 1991, 79, 278–305.
- [68] Wang, B.; Zhao, Y.; Liu, J. Mixed-order MUSIC algorithm for localization of far-field and near-field sources. *IEEE Signal Process. Lett.* 2013, 20, 311–314.
- [69] Liang, J.; Liu, D. Passive localization of mixed near-field and far-field sources using two-stage MUSIC algorithm. *IEEE Trans. Signal Process.* 2010, 58, 108–120.
- [70] Grosicki, E.; Abed-Meraim, K.; Hua, Y. A weighted linear prediction method for near-field source localization. *IEEE Trans. Signal Process.* 2005, 53, 3651–3660.
- [71] B. Friedlander, “Direction finding using an interpolated array,” in *IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Apr. 1990, pp. 2951-2954.
- [72] A. J. Weiss and B. Friedlander, “Performance analysis of spatial smoothing with interpolated arrays,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, no. 5, pp. 1881-1892, May 1993.
- [73] B. Friedlander and A. Weiss, “Direction finding for wideband signals using an interpolated array,”in *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, Nov. 1991, pp. 583-587.
- [74] P. Hyberg, M. Jansson, and B. Ottersten, “Array interpolation and DOA MSE reduction,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 53, no. 12, pp. 4464- 4471, Dec. 2005.
- [75] N. Fistas and A. Manikas, “A new general global array calibration method,” in *IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, vol. vi, Apr. 1994, pp. 73-76.
- [76] A. Manikas and N. Fistas, “Modelling and estimation of mutual coupling between array elements,”in *IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Apr. 1994, pp. 553-556.
- [77] G. Efstathopoulos and A. Manikas, “A blind array calibration algorithm using a moving source,” in *IEEE Sensor Array and Multichannel (SAM) Signal Processing Workshop*, Jul. 2008, pp. 455-458
- [78] A. Leshem and M. Wax, “Array calibration in the presence of multipath,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 48, no. 1, pp. 53-59, Jan. 2000.
- [79] S. E. Dosso, “Array element localization for horizontal arrays via Occams inversion,”*The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 104, no. 2, pp. 846-859, Aug. 1998.

- [80] J. Lo and J. Marple, S.L., "Eigenstructure methods for array sensor localization" in IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), vol. 12, Apr. 1987, pp. 2260-2263.
- [81] D. Fuhrmann, "Estimation of sensor gain and phase" IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, no. 1, pp. 77-87, Jan. 1994
- [82] D. Fuhrmann, "Estimation of sensor gain and phase using known field covariance" in IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), vol. 2, Apr. 1991, pp. 1369-1372.
- [83] Y. Rockah and P. Schultheiss, "Array shape calibration using sources in unknown locations" Part I: Far-field sources" IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 35, no. 3, pp. 286-299, Mar. 1987.
- [84] Y. Rockah and P. Schultheiss "Array shape calibration using sources in unknown locations - Part II: Near-field sources and estimator implementation," IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 35, no. 6, pp. 724-735, Jun. 1987.
- [85] Martin Scherhäufl et al, "A Blind Calibration Method for Phase-of-Arrival-Based Localization of Passive UHF RFID Transponders" IEEE Trans on Inst and Meas, Vol. 68, No. 1, 2019.
- [86] T. Ratnarajah and A. Manikas, "A state space model for H-inf type array signal processing," in IEEE Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), vol. 5, Apr. 1997, pp. 3745-3748.
- [87] T. Ratnarajah and A. Manikas "A robust signal-copy beamformer using H-inf estimation" in IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol. 1, Nov. 1996, pp. 551-555.
- [88] C. Chung-Liang and J. Jyh-Ching, "A new pre-processing approach against array uncertainty for GNSS," in IEEE Position, Location and Navigation Symposium, May 2008, pp. 892-897.
- [89] V. Cevher and J. H. McClellan, "Sensor array calibration via tracking with the extended Kalman filter," in Sensor Fusion: Architectures, Algorithms, and Applications, Mar. 2001, pp. 187-196.
- [90] P. Nikitin and K. Rao, 2008. Antennas and Propagation in UHF RFID Systems,. In RFID, 2008 IEEE International Conference, pp. 277-288.
- [91] A. Povalac and J. Sebesta. (2011). Phase Difference of Arrival Distance Estimation for RFID Tags in Frequency Domain. in IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications, (1), pp. 188-193.
- [92] Qiu, L. et al. (2017). PATL: A RFID Tag Localization based on Phased Array Antenna. Scientific Reports, 44183.
- [93] Markus, C. et al. (2016). Localization of passive UHF RFID tags using the aoact transmitter beamforming technique. IEEE Sensors Journal, 16, pp. 1762-1771.
- [94] M. Cremer, A. Pervez, U. Dettmar, T. Knie, and R. Kronberger. (2014). Improved UHF RFID Localization Accuracy Using Circularly Polarized Antennas. in IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA).
- [95] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, T. Knie, and R. Kronberger. (2011). Improved AoA Based Localization of UHF RFID Tags Using Spatial Diversity. In IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), pp. 174-180.

## Liste des figures

Fig.1-1 : Composition d'un système UHF RFID

Fig.1-2 : commande de lecteur et les états du tag

Fig.1-3 : Le schéma synoptique des communications

Fig.1-4 : Le symbole PEI

Fig.1-5 : schéma-bloc de la communication entre un Tag et Reader.

Fig.1-6 : les fonctions de base du codage FM0

Fig.1-7 : les fonctions de base du codage Miller.

Fig.1- 8 Modulation de charge, (a) Charge adaptée (b) Circuit ouvert et (c) Court-circuit.

Fig.1-9 Deux types de retro modulation, (a) ASK (b) PSK

Fig.1- 10 Schéma équivalent et principe de rétro modulation du système UHF RFID passif.

Fig.1-11 : la disposition des tags RFID sur le sol

Fig.1-12 : Localisation d'un lecteur RFID à l'aide de transpondeurs de référence répartis à des positions prédéfinies fixes, évaluant les emplacements des étiquettes communiquant avec le lecteur

Fig.1-13. Localisation des transpondeurs RFID selon le principe du k- plus proche voisin.

Fig.1-14. Photo d'expérience dans une zone de 2mx3m.

Fig.1-15. Vue de dessus de la zone de 2m x 3m entourée de quatre antennes de lecture.

Fig.1-16. Photo d'expérience dans une zone de 2mx2m.

Fig.1-17. Configuration d'expérimentation de mesure en intérieur

Fig.1-18. Configuration de mesure. Une seule antenne fixe interroge le tag et crée l'ouverture synthétique inverse.

Fig.1-19. Configuration de mesure dans une chambre anéchoïque RF.

Fig.2-1. Antenne transmet un signal avec front d'onde sphérique.

Fig.2-2. Configuration du Réseau Linéaire Uniforme (ULA) en champs lointain

Fig.2-3. Exemple de lissage de réseau d'antennes ( $m=1$ )

Fig.2-4. La commande Query en bande de base

Fig.2-5. ASK (100% ) de la commande Query bruitée (SNR=20db)

Fig.2-6. La réponse RN16 en bande de base

Fig.2-7. La réponse RN16 codée par FM0

Fig.2-8. La retro modulation de la réponse RN16 bruitée (SNR=20db)

Fig.2-9. Rmse pour un angle  $60^\circ$ .

Fig.2-10. Rmse pour un angle  $10^\circ$

Fig.2-11. Schéma de la configuration des antennes dans la chambre anéchoïque

Fig.2-12 Schéma de la configuration de l'expérience dans la chambre anéchoïque

Fig.2-13. Diagramme d'architecture RF Tx/Rx

Fig.2-14. photo de l'expérience dans la chambre anéchoïque

Fig.2-15. Matériels utilisés dans l'expérience

Fig.2-16. Schéma descriptif de l'expérience.

Fig.2-17. Schéma descriptif de l'expérience pour l'estimation de la DOA.

Fig.2-18. La commande Query et la réponse rétrodiffusé du tag

Fig.2-19. DOA du signal rétrodiffusé à 5 degré

Fig.2-20. DOA du signal rétrodiffusé à -35 degré

Fig.2-21. DOA du signal rétrodiffusé à 25 degré

Fig.2-22. Erreur relative absolue estimation de la Doa.

Fig.2-23. l'estimation de la Doa en utilisant MUSIC et la méthode proposée à  $\theta = -20^\circ, -10^\circ, 0^\circ$  et  $20^\circ$ .

Fig.3-1. Configuration géométrique pour la localisation

Fig.4-1: Spectre spatial de 2D-LCSP

Fig.4-2: Influence du décalage de phase sur la distance (range) estimée à l'angle  $10^\circ$  pour un rapport signal sur bruit de 22 (dB).

Fig.4-3: Variation de le RMSE de la DOA pour un angle de 0.6m

Fig.4-4: Variation de le RMSE de la distance (range) pour un angle de  $10^\circ$ .

Fig.4-5: Configuration expérimentale

Fig.4-6: Illustration du montage expérimental

Fig.4-7: Estimation de la distance avec la méthode proposée ( $\theta^j=10^\circ$ )

Fig.4-8: Spectre spatial expérimental de mesures expérimentales avec trois valeurs de la distance (0,6 (m), 0,8 (m) et 1,2 (m)) d'un tag situé à un angle de  $10^\circ$ .

Fig.4-8: Erreur d'estimation absolue de la distance pour chaque angle

Fig.4-9: Erreur d'estimation absolue de la DOA pour chaque distance

Fig.4-10. Positions estimées du tag RFID dans le plan XY

Fig.4-11. Implémentation de filtre de kalman.

Fig.4-12. Poursuite d'un tag RFID dans le plan XY en utilisant le filtre de kalman.

Fig.4-13: La variation de l'erreur des coordonnées (X,Y) avec  $Q=0.19(m)$ .

Fig.4-14: La variation de l'erreur des coordonnées (X,Y) avec  $Q=0.09(m)$ .

Fig.4-15: La variation de l'erreur des coordonnées (X,Y) avec  $Q=0.01(m)$ .

## Liste des Tables

Table 2.1 : la commande Query suivant le standard RFID

Table 2.2 : la commande Query simulée

Table 2.3: les durées des symboles

Table 2.4 : la complexité de calcul de la matrice de covariance

Table.2.5 : la complexité de calcul de la méthode Capon

Table.2.6 : la complexité de calcul de la méthode MUSIC

Table.2.7 : la complexité de calcul de la méthode Esprit

Table.2.8 : la complexité de calcul de la méthode proposé

Table.2.9. Les résultats d'estimation de la Doa en utilisant MUSIC et la méthode proposée

Table.3-1. les différentes matrices des cumulants

Table 4.1 : la complexité de calcul de la matrice de covariance

Table .4.2: la complexité de calcul de la méthode 2D-MUSIC

Table .4.3: Simplification de la complexité de calcul de la méthode 2D-MUSIC

Table.4.4 : la complexité de calcul de la méthode proposé

Table.4.5 : Simplification de la complexité de calcul de la méthode proposé

Table.4.6 La complexité de la méthode HOP

Table.4.7 La complexité de la méthode SHO

Table.4.8 : Doa estimée par 2D-LCSP (en utilisant 4patches)

Table .4.9. Doa estimée par 2D-MUSIC (en utilisant 4patches)

Table.4.10. distance (range) estimée de 2D-LCSP (en utilisant 4patches)

Table.4.11. Distance estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 4patches)

Table.4.12. Doa estimée de 2D-LCSP (en utilisant 3 patches)

Table.4.13. Doa estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 3 patches)

Table.4.14. Doa estimée de HOP (en utilisant 3 patches)

Table.4.15. Estimated Range of 2D-LCSP (using 3patches)

Table.4.16. Distance estimée de 2D-MUSIC (en utilisant 3 patches)

Table.4.17. Distance estimée de HOP (en utilisant 3 patches)

Table.4.18. Erreur moyenne et l'écart type de la position estimée par KF

## ***ANNEXES***

## Annexe A : structures des commandes de la phase inventaire

### A.1 : Commande Query :

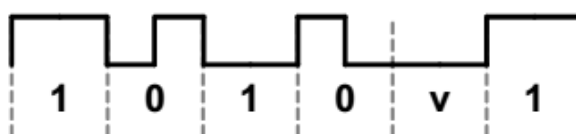
	Command	DR	M	T <sub>ext</sub>	Sel	Session	Target	Q	CRC-5
# of bits	4	1	2	1	2	2	1	4	5
description	1000	0: DR=8 1: DR=64/3	00: M=1 01: M=2 10: M=4 11: M=8	0: No pilot tone 1: Use pilot tone	00: All 01: All 10: ~SL 11: SL	00: S0 01: S1 10: S2 11: S3	0: A 1: B	0-15	

#### A.1.1: Le paramètre M

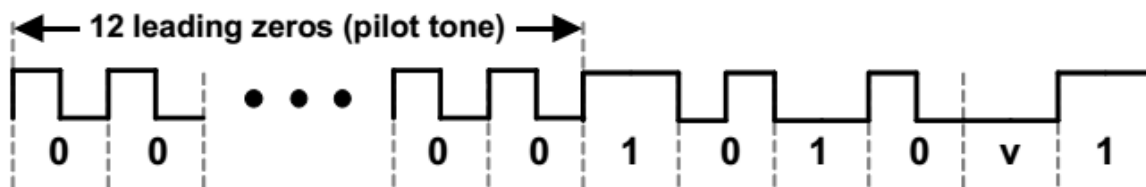
M: Number of subcarrier cycles per symbol	Modulation type	Data rate (kbps)
1	FM0 baseband	BLF
2	Miller subcarrier	BLF/2
4	Miller subcarrier	BLF/4
8	Miller subcarrier	BLF/8

#### A.1.2 : Le paramètre T<sub>ext</sub>

##### FM0 Preamble (T<sub>ext</sub> = 0)



##### FM0 Preamble (T<sub>ext</sub> = 1)



**A.1.3 Cyclic Redundancy Check (CRC) :** Le CRC-5 est le reste de la division des bits de la requête [commande+paramètres] par une valeur prédéfinie par un polynôme

CRC-5 Definition				
CRC Type	Length	Polynomial	Preset	Residue
—	5 bits	$x^5 + x^3 + 1$	01001 <sub>2</sub>	00000 <sub>2</sub>

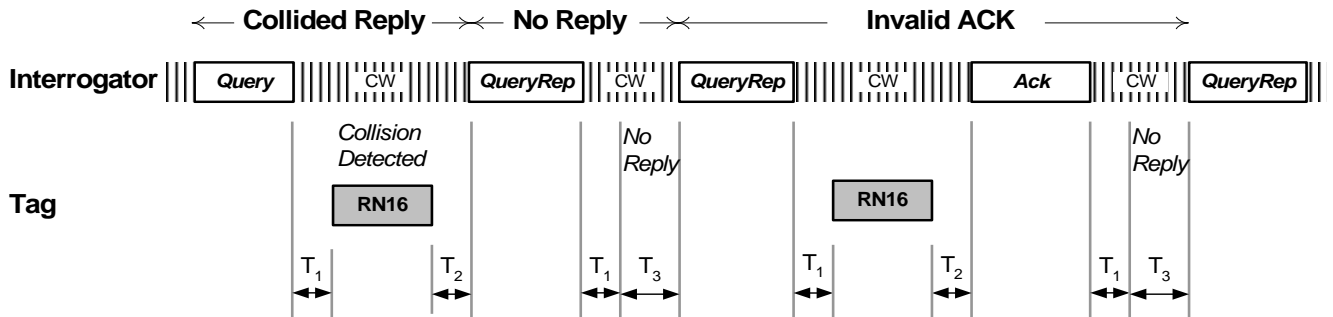
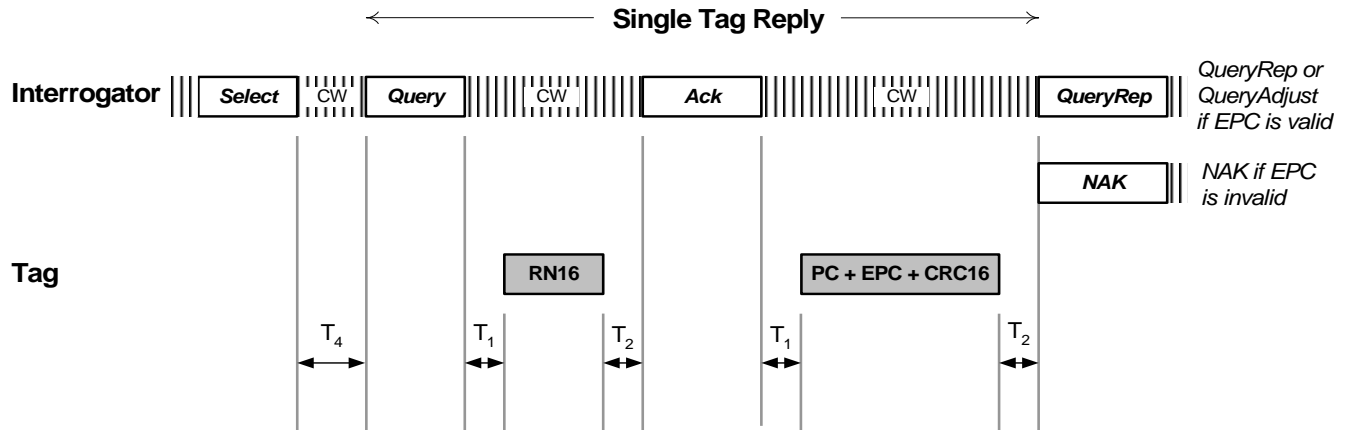
#### A.2 Commande QueryAdjust :

	Command	Session	UpDn
# of bits	4	2	3
description	1001	00: S0 01: S1 10: S2 11: S3	110: Q = Q + 1 000: No change to Q 011: Q = Q - 1

**A.3 Commande Query\_Rep :**

	<b>Command</b>	<b>Session</b>
<b># of bits</b>	2	2
<b>description</b>	00	00: S0 01: S1 10: S2 11: S3

Annexe B : Paramètres temporels du lien lecteur –tags et vise versa.



# **LISTE DES PUBLICATIONS**

## ARTICLES DANS REVUES INTERNATIONALES

- 1- **Y. Mohamedatni** B. Fergani J.-M. Laheurte, B. Poussot " *New methodology for the short range localization of UHF RFID tags using a linear uniform array*", *International Journal of RF Technologies* ,doi:10.3233/RFT-180152, vol. 10, no. 1-2, pp. 9-26, 2019.

<https://content.iospress.com/articles/international-journal-of-rf-technologies/rft180152>.

Impact Factor: **1.30**.

SCImago Journal Rank (SJR) : **0.143**

Date de soumission : 29-07-2018

Date d'acceptation : 13.04.2019

Date de publication : 16.07.2019.

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES :

- 1- **Y. Mohamedatni** B. Fergani J.-M. Laheurte, B. Poussot, " *DOA estimation techniques applied to RFID tags using receiving uniform linear array*", **2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting**.

**DOI: 10.1109/APS.2015.7305269**

Lien : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7305269>

Date et lieu de conférence: 19-24 July 2015, Vancouver, BC, Canada.

- 2- **Y. Mohamedatni** , M.Benbaghdad ,B. Fergani J.-M. Laheurte, B. Poussot,, " *AOA/Range estimation method for UHF RFID Tags located in Near-field Region of Reader Antennas* ", **12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)**;

**DOI: 10.1049/cp.2018.1178**

Lien: <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2018.1178>

Date et lieu de conférence : 9-13 April 2018, London, UK