



Université des sciences et technologies de Lille

École Doctorale Sciences pour l'ingénieur

Rapport de thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université des sciences et technologies de Lille

micro-ondes et micro technologies

Présentée et soutenue publiquement par

BOCQUET Michael

le 13 décembre 2007

**Contribution à la mise en place d'une plateforme de
communication et de localisation en technologie ultra large
bande en gamme millimétrique.**

Directeur de la thèse :

M. Aziz BENLARBI DELAÏ, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie

Membres du jury :

M. Tuami LASRI, Professeur à l'Université de Lille I

M. Bernard HUYART, Professeur à l'ENST, Paris

M. Jean-François DIOURIS, Professeur à l'école Polytech'Nantes

M. Benoît PONSARD, Professeur associé INPG-LIG

M. Christophe LOYEZ, Chargé de recherches à l'IEMN/IRCICA

A mes parents et à ma soeur

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN), ainsi qu'à l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée.

Je tiens à remercier Monsieur le professeur A. CAPPY, directeur de l'IEMN, ainsi que Monsieur P.A. ROLLAND directeur de l'IRCICA et du DHS de m'avoir accueilli au sein de leurs laboratoires.

Je tiens à remercier Monsieur le professeur T. LASRY, de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

Je remercie vivement Monsieur A. BENLARBI-DEALÏ, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, à qui je tiens à exprimer toute ma reconnaissance pour avoir encadré ce travail en me faisant grandement bénéficier de son expérience et de ces compétences. Il a su m'intéresser aux techniques de localisation par sa pédagogie, son enthousiasme et sa passion. Qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance pour ce qu'il m'a appris, pour sa confiance et ses encouragements.

Que Monsieur B. HUYART, Professeur à l'ENST de Paris et Monsieur J-F. DIOURIS, Professeur à l'école Polytech'Nantes, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie également Monsieur B. PONSARD, Professeur associé INPG-LIG de Grenoble pour sa rigueur et son expertise scientifique en tant que membres du jury et examinateurs ce mémoire.

Je remercie également Monsieur C. LOYEZ, Chargé de recherches à l'IEMN/IRCICA, pour sa participation à mon jury ainsi que pour toute l'aide qu'il a su m'apporter aussi bien sur le plan scientifique que personnel.

Cette thèse n'aurait pas été possible sans le remarquable travail de M. D. VANDERMOERE qui a réalisé le montage des deux balises et des récepteurs. Il a toujours su rester calme face aux changements de topologie et être disponible aux moments les plus importants. Je remercie également E. DELOS de la centrale de caractérisation.

Je remercie chaleureusement l'ensemble des membres de la centrale de Technologie et plus particulièrement: C. BOYAVAL, M. FRANCOIS, P. TILMANT, Roger RINGOT.

Ce travail a pu être mené à son terme grâce également à l'amitié et la bonne humeur que m'ont témoignée tous les membres des groupes CSAM et BioMEMS. Je remercie tout particulièrement, Madame C. VANOVERSCHELDE, Monsieur V. MILLE, Monsieur L. LECLOIREC, Monsieur A TREZEIBRE. Je remercie vivement Monsieur J.C VANDEVELDE, ingénieur de recherche du groupe Transfert pour m'avoir fait partager son expérience scientifique et humaine.

Enfin, je ne peux oublier de mentionner ici la reconnaissance que j'exprime à l'ensemble des membres du personnel du DHS pour leur professionnalisme et en particulier à Madame C. FLAMENT du secrétariat, messieurs J.C. ANDRIES et C. THIMONIER de l'atelier mécanique, et madame J. LOUCHARD de l'atelier reprographie.

Enfin un grand merci à tous ceux qui par leur amitié m'ont permis de mener à bien ce travail.

Sommaire général

Introduction générale _____ **1**

Chapitre I : Sciences et techniques de la localisation _____ **8**

I Introduction	8
II Histoire récente	9
III Technologies récentes de communication	11
III.1 Wifi	11
III.2 UWB	11
III.3 Zigbee	12
IV Justification des besoins de localisation dans un réseau.	13
IV.1 Exemple d'exploitation de la ressource spatiale.	13
IV.2 Coût énergétique d'une communication « indoor »	13
IV.2.1 Communication mono saut	13
IV.2.2 Communication multi saut	14
IV.2.3 Extension au réseau ad hoc ?	15
V Applications	15
V.1 Focus sur les applications indoor	15
V.2 Réseau militaire et Ad hoc en milieu urbain et confiné	16
V.3 Rationalisation des ressources en milieu hospitalier.	17
VI Principales métriques pour la radio localisation	17
VI.1 Mesure d'angle d'arrivée : AOA	17
VI.2 Mesure de l'amplitude du signal reçu : RSS	18
VI.3 Mesure du temps d'arrivée : TOA	20
VI.4 Mesure de la différence des temps d'arrivée : TDOA	21
VI.5 Mesure de la différence de phase : PDOA	23
VI.6 Conclusion	23
VII Conclusion	23
VIII Références	25

Chapitre II : Localisation « indoor » d'Objets Mobiles Communicants dans un réseau centralisé, hybride et/ou ad hoc _____ **30**

I Introduction	30
II Cadre de l'étude	31

II.1 Introduction	31
II.2 Scénario considéré	31
II.2.1 Canal banalisé	32
II.2.2 Canal privé	32
II.2.3 Protocole de communication	32
II.2.4 Besoins technologiques: définition et mutualisation des briques de base	33
a) Schéma bloc de la balise	33
b) Schéma du récepteur	35
III Choix d'une métrique	36
III.1 Etude en fréquence	38
III.1.1 Calcul en mono porteuse	38
III.1.2 Calcul en multi porteuses	39
III.1.3 Calcul en large bande	44
III.2 Validation expérimentale	45
III.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5 GHz	45
III.2.2 Mesures en milieu confiné en bande millimétrique à 60 GHz	47
IV Sondage de canal interférométrique	51
IV.1 Introduction	51
IV.2 Expérimentation dans des conditions intra-muros	51
IV.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5GHz	52
IV.2.2 Mesures en milieu confiné à 59GHz	52
IV.3 Exploitation des signaux par une méthode Haute Résolution	54
IV.3.1 Introduction	54
IV.3.2 Mise en oeuvre	54
IV.3.2.1 Mise en oeuvre dans le cadre de la TOA	55
IV.3.2.2 Mise en oeuvre dans le cadre de la TDOA	57
V Mesure des signaux réfléchis de faible amplitude	61
V.1 Principe de la méthode	61
V.1.1 Approche temporelle	62
V.1.2 Approche spatiale	63
V.1.3 Approche fréquentielle	65
V.2 Expérimentation	66
V.2.1 Approche temporelle à 4.5GHz	66
V.2.2 Approche spatiale à 59GHz	67
V.2.3 Approche fréquentielle à 59GHz	69
V.3 Conclusion	69
VI Conclusion	70
VII Références	71

Chapitre III : Dimensionnement et mise en oeuvre du système de localisation _____ **76**

I Introduction	76
II Architecture retenue	76
II.1 Balise à réseau d'antennes	77
II.2 Récepteur embarqué	78
III Dimensionnement de la balise à 60GHz	79
III.1 Détermination de la base B inter-antennes	79
III.2 Détermination de l'excursion en fréquence	81
III.3 Détermination de la largeur des sous-bandes δF	82

IV Dimensionnement du récepteur	82
IV.1 Bilan de puissance et compatibilité communication - localisation	82
IV.1.1 Cas mono porteuse	82
a) Influence du positionnement sur la communication	83
b) Influence de la communication sur le positionnement	84
IV.1.2 Cas multi porteuses	84
IV.1.3 Cas multi-porteuses à spectre étalé	85
IV.2 Traitement en bande de base	85
V Conception, réalisation et caractérisation des composants	86
V.1 Calcul et conception sous ADS des coefficients	86
V.2 Conception sous ADS du diviseur de puissance	88
V.3 Procédé technologique	89
V.4 Caractérisation des éléments passifs	93
V.4.1 Coupleur 3dB 90°	93
V.4.2 Diviseur Wilkinson	94
V.4.3 Lignes micro ruban	95
V.5 Caractérisation des éléments actifs	96
V.5.1 Commutateurs	96
V.5.2 LNA et détecteur	96
V.5.3 Antennes	98
V.6 Caractérisation globale de la 1 ^{ère} balise	98
VI Définition d'une balise deuxième génération	100
VI.1 Présentation	100
VI.2 Caractérisation globale	102
VI.3 Gain réalisé	103
VII Conclusion	104
VIII Références	105

Chapitre IV : Gestion des signaux et algorithme de localisation 108

I Introduction	108
II Gestion des signaux de la balise	108
II.1 Séquençage des signaux.	109
II.2 Saut en fréquence	111
II.3 Temps de garde	111
III Traitement bande de base	112
III.1 Détection du début de trame	112
III.2 Numérisation et intégration des signaux	114
III.3 Ordonnancement des signaux	114
III.4 Extraction des signaux d'intérêt	115
III.5 Résultats de simulation	116
III.6 Mesure de la TDOA	117
III.7 Mise en œuvre	118
a) Cas d'une propagation en espace libre	118
b) Cas d'une propagation en milieu confiné	120
III.8 Traitement sur fraction de période	121
III.8.1 Définition du rapport « signal à bruit »	121
III.8.2 Traitement sur 1/8 périodes	122

IV Algorithmique de localisation	123
IV.1 Détermination des coordonnées des objets.	123
IV.2 Mise en oeuvre	126
IV 2.1 Principe de convergence de l'algorithme de localisation	126
IV 2.2 Apport du map-matching	127
IV.3 Résultats expérimentaux	127
IV.3.1 Balise 1 ^{ère} génération	128
IV.3.2 Balise 2 ^{ème} génération	130
IV.3.3 Accroissement de la précision	131
V Conclusion	133
VI Références	134

Chapitre V : Perspectives _____ **138**

I Introduction	138
II Méthode stéréoscopique	138
II. 1 Principe	139
II.2 Simulations d'une situation à 2 balises	141
III Couplage TDOA – RSS	142
III.1 Principe	142
III.2 Simulations du procédé hybride TDOA-RSS	143
IV Conclusion	143
V Références	144

Conclusion générale _____ **145**

Glossaire _____ **149**

Introduction générale

Le développement des moyens de communications et l'instauration de nouvelles normes mettent les communications sans fil au centre de nombreuses applications. Parmi les plus récentes, on peut citer la mise en réseau d'objets ou de capteurs communicants et ce afin d'exploiter et de mutualiser au mieux les ressources physiques. Dans ce genre d'applications, un des objectifs pourrait être la surveillance et le monitoring à distance d'un lieu (forêt [ⁱ], zone militaire [ⁱⁱ]), d'un ouvrage d'art (viaduc, pont [ⁱⁱⁱ], voie ferrée [^{iv}]) ou d'une situation (déploiement de pompiers [^v] ou de soldats dans la zone d'intérêt).

Quelque soit la situation rencontrée, le problème consiste à faire communiquer, en recherchant une grande efficacité, plusieurs points ou relais de façon à faire transiter une information d'un point vers un autre qui peut être distant de plusieurs centaines de mètres, voire de quelques kilomètres.

Ces réseaux, qui se forment, sont en général sans infrastructure centrale, on parle alors de réseaux ad hoc, ou avec une infrastructure très légère qui s'accommode bien des contraintes de mobilité et on parle alors de réseaux hybrides. Ils nécessitent un protocole de communication qui met la mobilité et l'autonomie et plus particulièrement encore, le routage de l'information qui doit être optimale, au centre de la problématique.

Le routage dans les réseaux ad hoc ou hybride est la fonction essentielle pour, d'une part maintenir la connectivité du réseau, via la technique de la communication par multi-sauts, et d'autre part assurer une communication plus efficace en terme de dépense énergétique, via la technique de l'aiguillage optimal (meilleure route en terme de coût énergétique) [vi], [vii]. Pour définir une spécification de protocole de routage, le groupe MANET (Mobile Ad Hoc Network), [viii], [ix] distingue deux types de protocoles : les protocoles réactifs [x] qui calculent les routes à la demande d'une application, et les protocoles proactifs [xi] qui entretiennent toutes les routes possibles du réseau en réalisant un contrôle périodique.

En complément de ces deux protocoles, on voit également émerger, du moins dans le monde académique, un protocole de routage géographique qui se base sur la connaissance mutuelle de la position de tous les nœuds du réseau. Par conséquent pour assurer une communication entre deux points et compte tenu de ce type d'information, une heuristique relativement simple consiste à choisir le voisin le plus proche en direction de la destination finale. Ce type de protocole, fondé sur le routage géographique, réalise simultanément le maintien de la connectivité et la minimisation de l'énergie.

L'action de recherche menée dans le cadre du projet COM (Communication d'Objets Mobiles) et objet de ce mémoire s'inscrit dans ce troisième volet et le procédé de positionnement étudié est compatible avec les algorithmes de routage tels que LAR (Location Aided Routing) [xii] ou DREAM (Distance Routing Effect Algorithm for Mobility) [xiii].

Les techniques de positionnement et de localisation intra bâtiment sont aujourd'hui adressées par de nombreux acteurs académiques ou industriels et posent encore des problèmes en terme de disponibilité, d'intégrité et de continuité de service. Principalement basées sur la mesure de temps du vol ou de la phase de la porteuse, ces techniques sont fortement affectées par la présence des trajets multiples [xiv]. Pour assurer un positionnement en milieu confiné, certaines solutions utilisent le GPS indoor qui, par le biais de répéteurs installés à l'intérieur d'un bâtiment, permet une localisation absolue. Cette solution peu précise mais qui surtout demande un temps d'intégration important conduit à des problèmes d'interférences qui s'avèrent limitants.

Pour assurer simultanément précision de localisation et temps réel, nous proposons une solution de localisation endogène fondée sur une approche compatible ULB décrite dans le domaine fréquentiel. Cette solution multi fréquentielle à spectre étalé qui utilise une balise

fixe illuminant périodiquement une scène où se déplacent les objets mobiles (OM), autorise actuellement le positionnement à deux dimensions précis et en temps réel d'un nombre « illimité » d'utilisateurs.

De par la géométrie et les architectures retenues, cette solution est très adaptée à la mobilité des OM. En effet, nous avons cherché à réduire, dans des proportions importantes, la partie hyperfréquence du récepteur embarqué à bord des OM, en transférant toute la complexité vers la balise unique et fixe. En outre, nous avons cherché à mutualiser, avec l'interface de communication, les principaux composants millimétriques.

L'articulation de ce mémoire se fait de la manière suivante. Le premier chapitre est dédié à la présentation de la localisation comme sciences d'abord puis comme technique et permet, par un calcul simple, de justifier le besoin de localisation dans les communications à courtes distances. Dans le second chapitre, nous présentons le cadre de l'étude et opérons le choix de la bande de fréquence et de la métrique considérée pour mener à bien la localisation simultanée de plusieurs objets se déplaçant dans un plan. Nous évaluons également l'impact du canal sur la précision de localisation et procédons à la définition d'une méthode originale de sondage de canal fondée sur une approche interférométrique et capable de mesurer des signaux réfléchis de faible amplitude. Dans le troisième chapitre nous présentons les principales étapes qui entrent dans le dimensionnement du système de localisation visé et procédons à diverses expériences afin de valider nos choix. Le quatrième chapitre décrit les aspects techniques nécessaires au fonctionnement de la balise et aborde l'algorithme de localisation qui s'applique aux signaux reçus et prétraités. Nous concluons ce travail par une perspective où sont proposées deux solutions pour étendre le système de localisation à deux dimensions vers un système de localisation à trois dimensions.

Références

- [i] : “A firewall of sensors”, Onnovation Relay Centre Network, IRC network, www.ircnet.lu/content_db/userfiles/pdfs/TTT_2692.pdf
- [ii] : Chee-Yee Chong, Kumar, S.P., “Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges”, Proceedings of the IEEE, Aug. 2003, Volume: 91, Issue: 8 On page(s): 1247-1256
- [iii] : Shamim Pakzad, “Structural Health Monitoring: Integration of Sensing, Communication and System, Identification”, Structural Engineering, Mechanics and Material, University of California, Berkeley, <http://www.citris-uc.org>
- [iv] : Aboelela, E. Edberg, W. Papakonstantinou, C. Vokkarane, V., “Wireless sensor network based model for secure railway operations”, Performance, Computing, and Communications Conference, 2006. IPCCC 2006. 25th IEEE International, Publication Date: 10-12 April 2006, On page(s): 6 pp.-
- [v] : Andreas Timm-Giel, Koojana Kuladinithi, Markus Becker, Carmelita Görg, “Wireless Sensor Networks in Wearable and Logistic Application”, <http://www.ist-magnet.org/>
- [vi] : Lin, L. Lin, X. Shroff, N. B., “Low-Complexity and Distributed Energy Minimization in Multi-Hop Wireless Networks”, INFOCOM 2007. 26th IEEE International Conference on Computer Communications. IEEE, May 2007, On page(s): 1685-1693
- [vii] : Lai, L. El Gamal, H, “On Cooperation in Energy Limited Wireless Networks”, INFOCOM 2007. 26th IEEE International Conference on Computer Communications. IEEE, May 2007, On page(s): 508-516.
- [viii] : Ryu, B.; Andersen, T.; Elbatt, T.; Zhang, Y., “Multitier mobile ad hoc networks: architecture, protocols, and performance”, MILCOM 2003. IEEE, 13-16 Oct. 2003, Volume 2, Page(s):1280 - 1285 Vol.2
- [ix] : <http://www.l emlouma.com/publication.html>, “Le Routage dans les Réseaux Mobiles Ad Hoc”.
- [x] : Wesam Al Mobaideen, Hani Mahmoud Mimi, Fawaz Ahmad Masoud, Emad Qaddoura, “Performance evaluation of multicast ad hoc on-demand distance vector protocol”, Computer Communications archive, Volume 30 , Issue 9 (June 2007) Pages: 1931-1941
- [xi] : Samar, P. Haas, Z.J., “Strategies for broadcasting updates by proactive routing protocols in mobile ad hoc networks”, MILCOM 2002, 7-10 Oct. 2002, Volume: 2, On page(s): 873- 878 vol.2
- [xii] : Young-Bae Ko, Nitin H. Vaidya, “Location-aided routing (LAR) in mobile ad hoc networks”, Wireless Networks archive, Volume 6 , Issue 4, Pages: 307 – 321, Year of Publication: 2000.

[xiii] : Stefano Basagni, Imrich Chlamtac, Violet R. Syrotiuk, Barry A. Woodward “ *A distance routing effect algorithm for mobility (DREAM)*”.International Conference on Mobile Computing and Networking, Proceedings of the 4th annual ACM/IEEE international conference on Mobile computing and networking, Dallas, Texas, United States, 1998 , Pages: 76 – 84.

[xiv] : P.-C. Chen, “*A non-line-of-sight error mitigation algorithm in location estimation*”, in Proc. IEEE Wireless Communications Networking Conference, vol. 1, pp. 316–320, 1999.

Sommaire

Chapitre I : Sciences et techniques de la localisation	8
I Introduction	8
II Histoire récente	9
III Technologies récentes de communication	11
III.1 Wifi	11
III.2 UWB	11
III.3 Zigbee	12
IV Justification des besoins de localisation dans un réseau.	13
IV.1 Exemple d'exploitation de la ressource spatiale.	13
IV.2 Coût énergétique d'une communication « indoor »	13
IV.2.1 Communication mono saut	13
IV.2.2 Communication multi saut	14
IV.2.3 Extension au réseau ad hoc ?	15
V Applications	15
V.1 Focus sur les applications indoor	16
V.2 Réseau militaire et Ad hoc en milieu urbain et confiné	16
V.3 Rationalisation des ressources en milieu hospitalier.	17
VI Principales métriques pour la radio localisation	17
VI.1 Mesure d'angle d'arrivée : AOA	17
VI.2 Mesure de l'amplitude du signal reçu : RSS	19
VI.3 Mesure du temps d'arrivée : TOA	20
VI.4 Mesure de la différence des temps d'arrivée : TDOA	21
VI.5 Mesure de la différence de phase : PDOA	23
VI.6 Conclusion	23
VII Conclusion	24
VIII Références	25

Chapitre I : Sciences et techniques de la localisation

I Introduction

Le besoin grandissant en donnée de localisation dans les communications modernes mais aussi dans de nombreux domaines scientifiques et de la vie quotidienne incite à accompagner les techniques de localisation d'une science de la localisation destinée à conceptualiser les nombreuses approches. Cette approche scientifique initiée par K.Pahlavan [1] est nécessaire si l'on souhaite apporter à chaque application une réponse adaptée. A l'image des sciences de communications qui en fonction d'un canal de propagation peuvent calculer le taux d'erreur binaire (TEB) et la portée, la science de la localisation aura pour objectif de dimensionner un système de positionnement pour une portée et une précision souhaitée. Elle permettra, via le calcul de la borne de Cramer Rao de prédire la précision associée à tel système ou tel estimateur.

Associés aux technologies récentes de communication, les besoins de localisation se justifient notamment par le gain qu'ils apportent dans le bilan d'une communication point à point ou en réseau.

Nous donnerons dans ce chapitre un bref aperçu de l'histoire récente de la localisation. Nous présentons un exemple de calcul justifiant le besoin en localisation. Nous passons en

revue quelques applications avant de clore ce chapitre par l'approche scientifique qui sous-tend cette fonction et qui définit les principales métriques étudiées.

II Histoire récente

La connaissance des coordonnées spatiales et temporelles d'un objet, revêt de tout temps un intérêt pour l'homme et pour son environnement. Après le radar dont les applications sont essentiellement militaires, c'est le GPS, opérationnel depuis une vingtaine d'années, qui a permis de mettre la localisation au centre de nombreuses applications et usages. On a ainsi vu naître des besoins dans différents domaines de l'activité humaine et, par exemple, des organismes comme la FCC (Federal Communications Commission) préconisait dès 1996, aux opérateurs de se doter de la capacité de localiser les téléphones mobiles avec une précision de 100 mètres dans 67% de la couverture.

La cohabitation des technologies mobiles destinées aux réseaux cellulaires avec l'infrastructure GPS donne naissance en 1996, à l'Assisted GPS [ii]. L'intégration d'un récepteur GPS dans un téléphone portable permet d'obtenir une position dans un temps relativement court avec un coût énergétique bas puisque c'est un serveur via le réseau IP qui indique au récepteur à quel satellite se connecter. L'avantage de cette topologie est la diminution du temps de la première connexion ainsi que l'allègement du récepteur puisque une fois la position acquise, c'est le serveur qui propose un itinéraire.

Malgré ses nombreux avantages, le système GPS n'est opérationnel qu'en milieu extérieur (outdoor), l'atténuation des signaux au travers des bâtiments rend en effet difficile tout traitement. En réponse à cette constatation, une première solution, nommée indoor GPS, conjugue la "précision" du A-GPS avec une corrélation parallèle massive capable d'intégrer sur un temps relativement court les signaux atténués et bruités [iii]. D'autres solutions sont également proposées, comme l'utilisation de micro-satellites (pseudolites) à l'intérieur des zones à couvrir [iv].

Dès 1997, le projet militaire SUO/SAS (Small Unit Operations Situational Awareness System) propose une couverture totale des unités de combat, s'appuyant sur les informations GPS en zone rurale et sur des réseaux de capteurs en milieu urbain [v]. Des projets civils sont également mis en œuvre à l'image de ceux portés par Pinpoint et Wearnnet [vi].

En 2000, la localisation en intérieur par WIFI devient possible grâce à la gestion et la surveillance des réseaux comme par exemple les réseaux Newbury ou encore Ekahau [vii].

L'année 2003 voit l'arrivée des procédés de localisation ULB adaptés aux réseaux sans fils de courte portée WPANs (Wireless Personal Area Networks et normes IEEE 802.15.3a), D'un point de vue militaire, ces procédés sont soutenus par les recherches conduites par l'ARL (Army Research Laboratory) dans le programme SBIR (Small Business Innovation Research) avec IWT et MSSI [viii].

En 2004 naît la localisation dans les réseaux de capteurs et en 2005 la localisation par WiFi extérieur (Shyhook) comme alternative ou complément du GPS. La localisation par RFID (Ekahau, PanGo, MSSI, Bulldog Technologies) est également présente dans de nombreux secteurs.

En conclusion, la décennie qui vient de s'écouler a vu l'émergence de nouvelles normes de communication et de localisation et annonce, via le principe de la convergence, la dualité maintenant acquise entre communication et localisation. En effet, ces deux fonctions requièrent une connaissance précise du canal de propagation, et sont caractérisées toutes les deux par la portée, et respectivement par le TEB ou la précision de localisation.

Avant d'évoquer les techniques émergentes, les enjeux et les métriques nécessaires pour effectuer la localisation par ondes radio, nous rappelons sous forme condensée les différents systèmes utilisés jusqu'alors que sont les systèmes à repères ou à balises [ix], les systèmes inertiels [x] [xi] et les systèmes exploitant les ondes acoustiques ou électromagnétiques.

Nous reportons ici le tableau, établi par C. DRANE et C. RIZOS [xii], résumant les avantages et inconvénients des trois principaux concepts de localisation et de positionnement et nous nous focalisons par la suite sur les seules métriques fondées sur la propagation des ondes électromagnétiques.

Systèmes, Concepts	Avantages	Inconvénients
Systèmes à balises (Système absolu)	Badge embarqué faible coût	Infrastructure lourde et coûteuse
	Robustesse	Positionnement à proximité des balises
Systèmes exploitant les ondes (Système absolu)	Précision accrue	Infrastructure lourde et coûteuse
	Pas de dérive	Victime d'interférences
	Positionnement continu	Trajets multiples
		Masquage
Systèmes de positionnement à l'estime (Système relatif)	Faible coût mais performance modeste	Position initiale connue
	Positionnement discret	Recalage pour cause de dérive
	Autonomie	Coût élevé si contrainte grande
	Mesure continue	

Tableau I. 1 : Avantages et inconvénients des principaux systèmes /concepts de positionnement ou de localisation

III Technologies récentes de communication

Durant la décennie qui vient de s'écouler, les standards de télécommunications ont connus d'importants changements. Nous rappelons ici quelques standards destinés à s'intégrer dans de nombreux applications et secteurs.

III.1 Wifi

L'expansion des réseaux WiFi (norme IEEE 802. 11 (a)(b)(g)) garantit une couverture de plus en plus grande et l'intégration de récepteurs dans de petits objets (PDA...) s'accroît également de manière significative. Cette nouvelle situation où le récepteur se déplace au sein de réseau établi donne naissance à un nouveau type d'information pouvant servir de complément au GPS lorsque celui-ci est inopérant. Le choix de technique de localisation s'est porté, au vue du nombre de bornes (Hot spot), vers des systèmes fondés sur la mesure de la puissance reçue ou RSS [^{xiii}].

III.2 UWB

Les principes ULB (Ultra large Bande) ou UWB (Ultra Wide Band) se différencient des autres techniques par un encombrement spectral d'au moins 20% de la fréquence centrale et d'au moins 500MHz. Le masque du spectre radio destiné à ce type de communications a été fixé par la FFC à 3.1-10.6GHz (Figure I. 1).

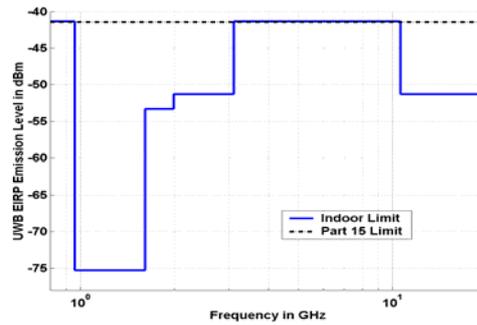


Figure I. 1: Masque de l'UWB imposé par la FFC

Cette technique déjà relativement répandue dans les procédés de communication et réseaux de capteurs est également utilisée dans des applications de type radar permettant par la compression de l'impulsion ou par l'émission de bruit de diminuer drastiquement la puissance émise par l'émetteur.

Les signaux UWB, par leur étalement spectral, réalisent une diversité fréquentielle capable de réduire l'impact des trajets multiples et de résoudre plusieurs sources, et s'avèrent donc très pertinents pour la localisation.

Fondée sur la mesure des temps de vol ou Time Of Arrival (TOA), la localisation par technologie ULB peut atteindre des précisions qui s'expriment par la variance sur la mesure de la TOA par :

$$\sqrt{\text{Var}(\hat{d})} \geq \frac{c}{2\sqrt{2} \cdot \sqrt{\text{RSB}} \cdot \beta} \quad \text{Eq I. 1}$$

Avec RSB le rapport signal à bruit, β la largeur de bande efficace du signal [xiv].

Soulignons que les métriques fondées sur la mesure d'angle d'arrivée ne peuvent en bénéficier puisque le procédé repose sur des informations monoporteuses.

III.3 Zigbee

Zigbee est un protocole normé IEEE 802.15.4. Il permet la communication à bas débit et courte distance et est employé pour des réseaux faible consommation (type réseau de capteurs) ou des réseaux personnels (Wireless Personal Area Networks : WPANs). Il fonctionne dans une plage fréquentielle découpée en 16 canaux autour de 2,4 GHz. Une géolocalisation fondée sur le RSS est développée dans ce type de protocole. Elle consiste à relever le niveau de signal et à le comparer à celui émis par l'émetteur. L'intérêt majeur de ce

réseau est la gestion d'énergie qui est optimale. Une cartographie est établie afin de connaître chaque noeud du réseau pour adapter la puissance d'émission à la portée [xv].

IV Justification des besoins de localisation dans un réseau.

On distingue ici deux types de justification de la localisation. Le premier concerne l'exploitation de la ressource spatiale. Le second concerne l'optimisation du coût de communication.

IV.1 Exemple d'exploitation de la ressource spatiale.

Dans un réseau à infrastructure centrale, Ad hoc ou hybride, gérer la mobilité est déterminant pour garantir la connexité du réseau tout en améliorant l'efficacité énergétique de communication. Gérer la mobilité implique également d'utiliser l'adresse géographique des objets communicants pour réaliser une meilleure exploitation de la ressource spatiale [xvi]. Au même titre que les ressources temporelles ou fréquentielles, l'exploitation de la ressource spatiale peut contribuer à augmenter les débits sans augmentation de la bande passante ou du rapport signal sur bruit.

IV.2 Coût énergétique d'une communication « indoor »

La diminution de la consommation énergétique dans les réseaux communicants est un objectif majeur si l'on souhaite augmenter l'autonomie du réseau. Ceci est d'ailleurs particulièrement requis dans le cadre des réseaux de capteur [xvii], [xviii], [xix] où des durées de vie, de cinq ans, sont visées sans aucune maintenance.

On cherche par conséquent à définir le moyen optimum pour transmettre, à moindre coût, une information d'un point A vers un point B. Pour un canal donné, nous calculons et comparons le coût énergétique d'une communication mono saut puis d'une communication multi saut.

IV.2.1 Communication mono saut

Considérons le cas d'une transmission entre 2 nœuds A et B séparés d'une distance d . Le coût E_t de cette transmission peut, compte tenu du canal considéré et de l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles, se mettre sous la forme :

$$E_t = \beta \times d^\gamma \quad \text{Eq I. 2}$$

avec $\gamma > 1$ le degré d'atténuation lié à l'environnement RF, il est généralement compris entre 2 (pour l'espace libre) et 4 (en milieu confiné) et β , une constante de proportionnalité

qui prend en compte la fréquence, le gain des antennes, le bruit du récepteur. En réalisant Figure I. 2 et Figure I. 3 un seul saut de 50m, avec γ égale à 4 et β égale à 0.2 fJ/m^γ , le coût énergétique de la transmission vaut $E_t=1.25\text{nJ/bit}$ [XX].

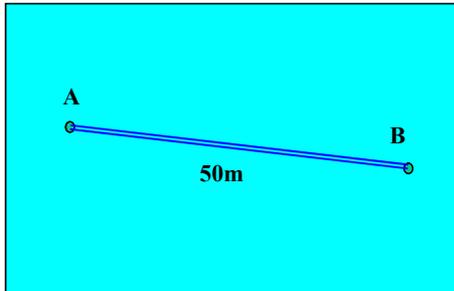


Figure I. 2 : Cas d'une propagation mono saut

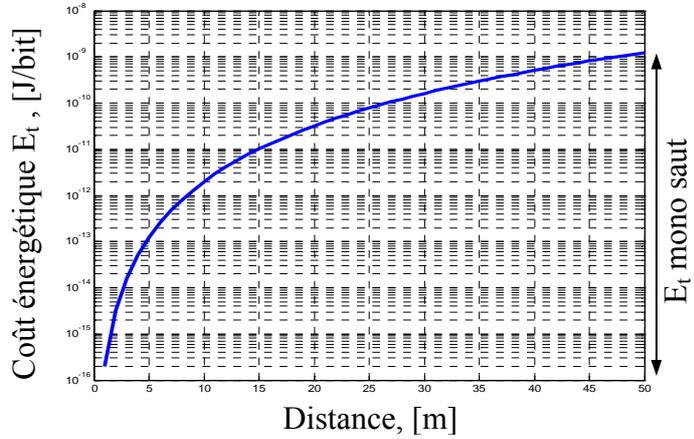


Figure I. 3 : Coût énergétique en fonction de la distance d ($\beta = 0.2 \text{ fJ/m}^\gamma$, $\gamma=4$)

Nous voyons dans ce qui suit, comment réduire ce coût en procédant à une communication multi sauts.

IV.2.2 Communication multi saut

Le calcul du coût énergétique, conduit cette fois-ci, en considérant que le point A transmet au point B une information en utilisant comme relais les points C-D-E-F, montre Figure I. 4 et Figure I. 5 que E_t ne vaut que 10 pJ/bit , soit ($5 \cdot 2 \text{ pJ/bit}$):

$$5\Delta E_{t \text{ multisaut}} < E_{t \text{ monosaut}}$$

Eq I. 3

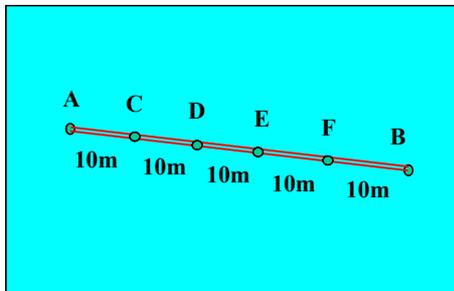


Figure I. 4 : Cas d'une propagation multi saut

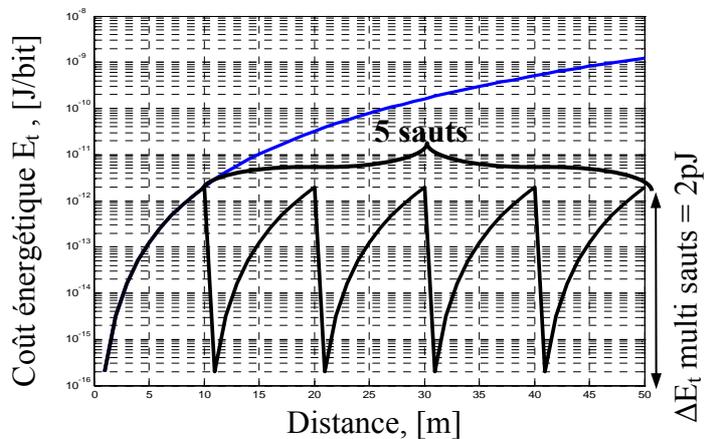


Figure I. 5: Coût énergétique en fonction de la distance d ($\beta = 0.2 \text{ fJ/m}^\gamma$, $\gamma=4$)

Une première conclusion permet de constater le gain réalisé en passant d'une communication mono saut à une communication à 5 sauts. Dans ce cas, le gain vaut 125. Peut-on espérer augmenter davantage ce gain ?

IV.2.3 Extension au réseau ad hoc ?

En se projetant dans le cas d'un réseau Ad hoc à plusieurs relais (Figure I. 6), on peut espérer augmenter ce gain. Toutefois, si la densité du réseau devient trop importante, on risque de perdre les avantages d'une communication multi sauts. Une solution optimale prenant en compte, et le coût et la gestion des transferts reste donc à définir. Cette tâche est conduite par nos partenaires du laboratoire LIFL (Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille).

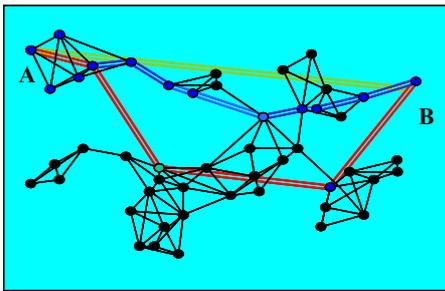


Figure I. 6 : Cas d'une propagation dans un réseau Ad hoc

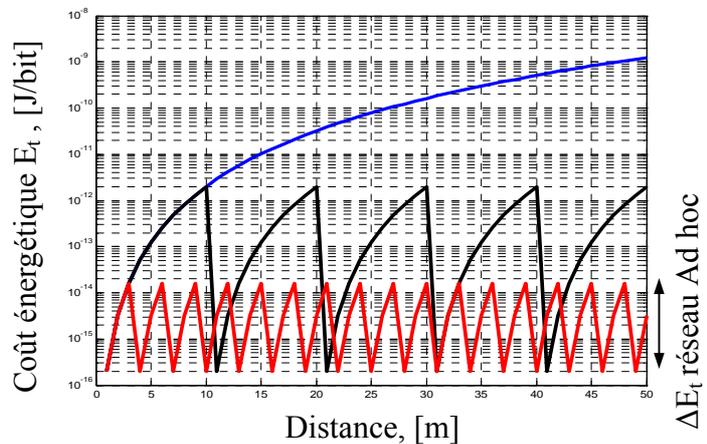


Figure I. 7: Coût énergétique en fonction de la distance d ($\beta = 0.2 \text{ fJ/m}^\gamma$, $\gamma=4$)

Dans tous les cas, la communication par multi sauts nécessite, pour être optimale, des algorithmes de routage qui calculent le chemin optimal que doit emprunter l'information entre les noeuds A et B. Naturellement, les algorithmes se basent pour leur calcul sur les positions relatives des nœuds relais dans le réseau.

V Applications

Les avantages et les potentialités décrits dans ce qui précède induisent de nombreuses applications et nous donnons ici quelques exemples récents de ces applications notamment en indoor.

V.1 Focus sur les applications indoor

De nombreuses applications sont et peuvent être gérées grâce à l'information de position dès que la mobilité des objets ou des personnes est engagée. Il est donc envisagé dans un certain nombre de scénarii futuristes de "déplacer avec soi" son environnement qu'il soit professionnel ou de loisir. Nous donnons dans ce qui suit, quelques exemples d'applications où la localisation joue un rôle central.

V.2 Réseau militaire et Ad hoc en milieu urbain et confiné

En terme d'action militaire, l'information de position est fondamentale. Elle utilise majoritairement le système GPS Figure I. 8 [XXI]. Efficace en zone dégagée, le GPS l'est beaucoup moins lorsque la zone d'intérêt est le milieu urbain ou encore l'intérieur des bâtiments, pour cause d'atténuation voire de perte du signal.

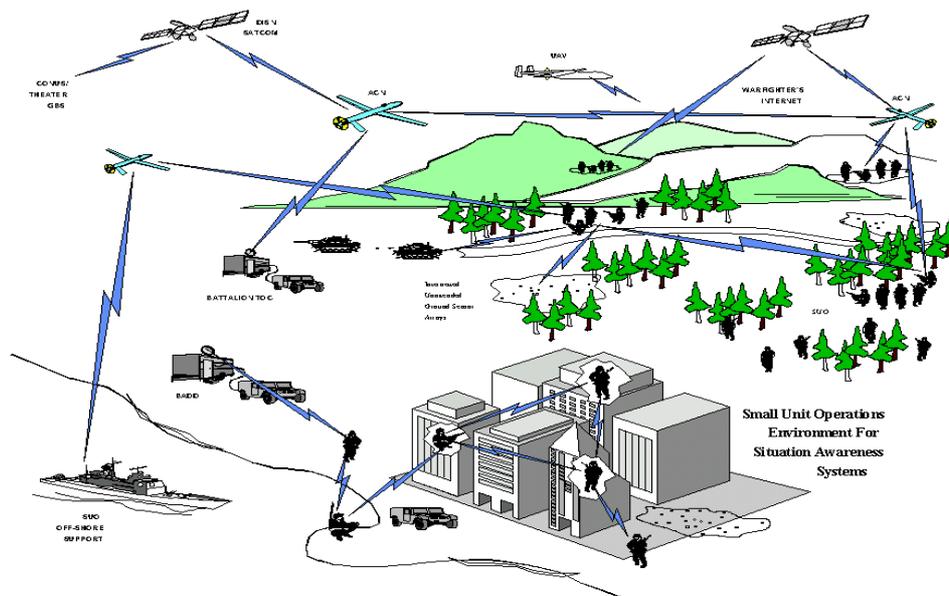


Figure I. 8: Topologie de réseau sans fils durant une opération: *Small Unit Operations Situation Awareness Systems*

Devant une demande croissante, l'agence de recherche de la défense américaine DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) a lancé les projets SUO/SAS traitant des réseaux urbain et intra-muros, l'objectif étant la gestion et la géolocalisation en milieu urbain. Au cours du projet, les efforts ont été mis sur les dégradations engendrées par les réflexions multiples et l'incapacité des récepteurs traditionnels à gérer les situations en milieu confiné.

L'accent a donc été mis sur la modélisation du canal, seule réponse à la dégradation du signal [xxii], [xxiii].

De même au sein de réseaux ad hoc des principes de géolocalisation sont établis dans le but de garantir une connectivité constante, tout en gérant efficacement la consommation énergétique des objets. Plusieurs principes sont mis en place, très souvent fondés sur des techniques algorithmiques dont les informations d'entrées sont des données RSS. Ils effectuent ainsi une cartographie des nœuds proches et estiment la table de voisinage [xxiv], [xxv], [xxvi], [xxvii].

V.3 Rationalisation des ressources en milieu hospitalier.

Disposer dans des délais brefs d'un fauteuil roulant pour déplacer un malade est un objectif important pour plusieurs hôpitaux. En équipant son matériel navigant de tag RFID, l'hôpital de New York a permis de rationaliser les déplacements des personnels et de répondre rapidement aux demandes des malades. Le principe repose sur un maillage de l'hôpital par un réseau de bornes actives.

VI Principales métriques pour la radio localisation

Dans tout procédé de radiolocalisation, la position d'un objet est déterminée à partir de l'inversion de métriques fondée soit sur la mesure de 2 angles (triangulation), soit sur la mesure des distances (multilatération) via la mesure de temps ou encore la mesure de la puissance reçue moyennant une connaissance relativement précise du canal de propagation.

Nous passons en revue ces principales métriques.

VI.1 Mesure d'angle d'arrivée : AOA

L'AOA (Angle Of Arrival) est une technique capable de définir, par mesure d'au moins 2 angles d'arrivée d'un signal transmis à au moins deux antennes de réception fixes, la position de la station mobile émettrice moyennant la technique de triangulation.

En définissant Figure I. 9 un dispositif à 2 antennes de réception nommés A_1 et A_2 de coordonnées respectives $(a_1,0)$ et $(a_2,0)$, on montre que les angles θ_1 et θ_2 s'expriment par les relations :

$$\theta_1 = \arccos \frac{x - a_1}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad \text{Eq I. 4}$$

et

$$\theta_2 = \arccos \frac{x - a_2}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad \text{Eq I. 5}$$

Le lieu de l'émission (x_0, y_0) est à l'intersection des deux droites formant respectivement les angles θ_1 et θ_2 avec l'axe $0x$ aux points A_1 et A_2 . Il est calculé par inversion des Eq I. 2 et Eq I. 3.

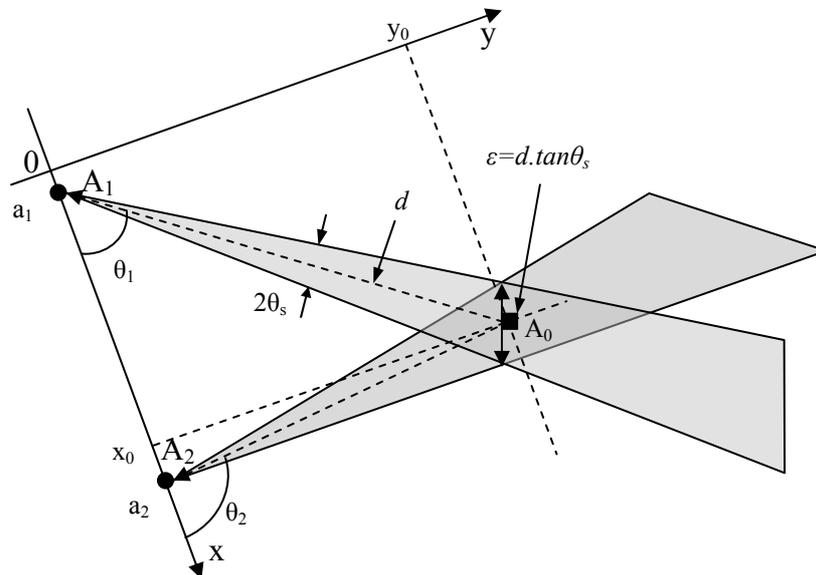


Figure I. 9 : Schéma de principe de l'AOA

Lorsque le premier trajet n'est pas le trajet direct ou LOS (Line of Sight), il est difficile de trouver la direction dans laquelle se trouve l'émetteur. Cette contrainte écarte bien souvent son utilisation en intra-muros sinon moyennant un surdimensionnement du système en nombre d'antennes.

Dans ce cas, il est envisageable d'utiliser les techniques MIMO combinées à des algorithmes de super résolution tels que MuSiC (Multiple Signal Classification) [xxviii], [xxix] pour résoudre le problème multi sources et multi trajets et pour améliorer la précision et la résolution spatiale.

VI.2 Mesure de l'amplitude du signal reçu : RSS

Le RSS (Received Signal Strength) est l'une des techniques de localisation les plus répandues, puisque son principe est simple. Il est notamment utilisé dans la lecture de position des bornes WiFi. Ce procédé utilise, pour remonter aux distances d_i qui séparent l'émetteur mobile des récepteurs fixes, les pertes par atténuation du signal lors de la propagation. La position de l'émetteur mobile est alors déduite de l'intersection d'au moins trois cercles iso puissance dont les centres sont les positions des différents récepteurs fixes et les rayons, les distances d_i entre l'émetteur et les différents récepteurs (Figure I. 10).

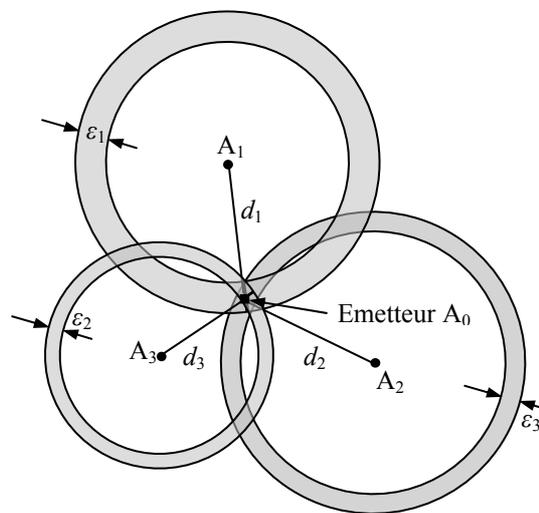


Figure I. 10 : Schéma de la localisation par RSS

L'obtention de la distance d_i séparant l'émetteur mobile d'un récepteur A_i fixe s'appuie, dans le cas d'une propagation en espace libre, sur la loi de Friis et s'exprime par :

$$d = \frac{\lambda}{4.\pi.10^{\frac{Pr(\text{dBm}) - Pe(\text{dBm}) - Ge - Gr + L(\text{dB})}{20}}} \quad \text{Eq I. 1}$$

P_r est la puissance reçue par le récepteur, P_e la puissance délivrée par l'émetteur, G_e et G_r sont les gains respectifs des antennes d'émission et de réception, λ est la longueur d'onde du signal et L représente les pertes, notamment par absorption de l'atmosphère.

Ce principe présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre mais la précision est considérablement dégradée par le canal multi trajets. Des solutions basées sur un moyennage [xxx] des puissances peuvent être établies sans requérir la connaissance du canal. Néanmoins,

il ne sera possible d'intégrer les effets des évanouissements que dans le cas où l'objet est mobile. Lorsqu'il est fixe et le canal stationnaire, l'erreur reste importante. Les orientations de recherche de ce type d'approche visent plutôt des solutions algorithmiques capables de compenser la perte de précision en s'appuyant sur les nombreux sites de référence qui constituent les nœuds du réseau proches de l'émetteur à localiser [xxxⁱ], [xxxⁱⁱ].

VI.3 Mesure du temps d'arrivée : TOA

L'information du temps de propagation (TOA pour Time Of Arrival) peut s'obtenir selon deux modes opératoires. Le premier, dit coopératif, met en scène un émetteur fixe et un récepteur mobile à localiser. Cette configuration est celle du GPS. Dans le deuxième mode, appelé non coopératif, l'objet à localiser agit comme un réflecteur ou une cible, cette configuration traite le cas du radar.

Dans le mode coopératif, on peut également distinguer deux types de fonctionnement. Dans le premier, l'objet à localiser est un récepteur qui calcule sa position, on parle alors de localisation endogène. Le second type de fonctionnement cherche à localiser un émetteur. Dans ce cas le calcul de position se fait à l'extérieur de l'objet à localiser par un tiers, on parle de localisation exogène.

Quel que soit le mode opératoire et le type de fonctionnement considéré, la mesure de la TOA s'obtient soit par:

- l'exploitation du temps de propagation d'une impulsion par rapport à une référence [xxx].
- l'exploitation du glissement spectral comme dans le cas du FMCW (Frequency-Modulated Continuous Wave) [xxxⁱⁱⁱ].
- la corrélation de signaux de bruit réel ou pseudo aléatoire [xxx^{iv}].

Dans tous les cas, la mesure de la TOA n'est qu'une étape préalable à la détermination des coordonnées de l'objet. Comme dans le cas de la mesure par RSS, il convient en réalité de mesurer la distance d_i (Figure I. 10). Cette inversion est automatique dans le cas d'une propagation outdoor.

Dans le cas indoor, la mesure de la TOA s'apparente en fait à un sondage de canal (Figure I. 11) puisque la réponse impulsionnelle, composée du trajet direct LOS (Line Of Sight) et des

différentes répliques NLOS (Non Line Of Sight) contient l'information de TOA. La précision est définie alors par la largeur de bande considérée B. On donne, dans la figure suivante, un synoptique possible de la mesure de la TOA fondée sur l'exploitation de la fonction de transfert du canal.

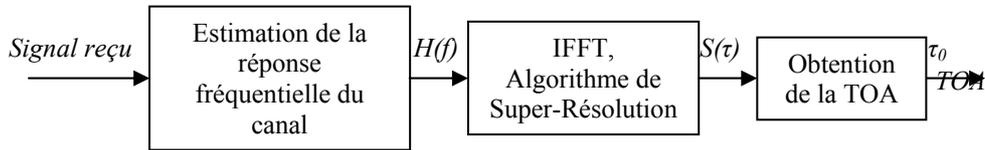


Figure I. 11 : Synoptique de lecture de la TOA

Pour accéder aux distances d_i et supposant réglés les problèmes de synchronisation, il suffit de poser :

$$d_i = \frac{\text{TOA}}{c} \quad \text{Eq I. 6}$$

VI.4 Mesure de la différence des temps d'arrivée : TDOA

En réalité, les techniques de TOA peuvent être assimilées aux techniques de la TDOA (Time Difference Of Arrival) puisque dans les deux cas, il est nécessaire de comparer, en temps, le signal utile à un signal de référence. Dans le cas de TOA, le signal de référence est dit signal de synchronisation qu'il conviendra de mesurer ou de recouvrir. Dans le cas de la TDOA, le signal de référence est pris sur une autre antenne de récepteur séparée spatialement de la première d'une distance qu'on appelle base et qu'on note B.

Cette technique interférométrique large bande a suscité de nombreux travaux couvrant différentes gammes fréquentielles, et reste une approche recommandée lorsque apparaissent les limites de la TOA ou du RSS [xxxv]. Elle permet par ailleurs de s'affranchir des problèmes d'ambiguïté classique qu'on retrouve dans l'interférométrie de phase.

Pour accéder à partir de la mesure de la TDOA, à l'information de localisation, il est fait appel aux systèmes dits hyperboliques. On montre que la TDOA exprimée par la relation :

$$\text{TDOA}_1 = \frac{d_1 - d_2}{c} \quad \text{Eq I. 7}$$

avec d_1 la distance entre l'objet à localiser (ici l'émetteur A_0) et l'antenne de réception A_1 et d_2 la distance entre A_0 et A_2 (Figure I. 12).

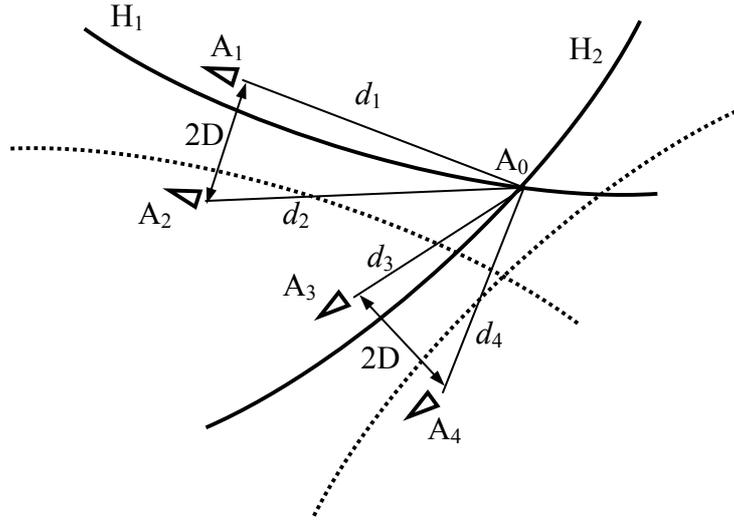


Figure I. 12 : Localisation interférométrique

Cette $TDOA_1$ est constante sur une hyperbole H_1 dont les foyers sont les positions des centres de phase des antennes A_1 et A_2 . Pour localiser l'émetteur A_0 , il est besoin de disposer d'un second réseau composé d'antennes A_3 et A_4 qui permet de définir la $TDOA_2$:

$$TDOA_2 = \frac{d_3 - d_4}{c} \quad \text{Eq I. 8}$$

La $TDOA_2$ est constante sur une hyperbole H_2 dont les foyers sont les positions des centres de phase antennes A_3 et A_4 . L'émetteur, situé à l'intersection de H_1 et H_2 vérifie les relations suivantes [xxxvi] :

$$\begin{cases} \frac{x_0^2}{A_x^2} - \frac{y_0^2}{B_x^2} - \frac{z^2}{B_x^2} = 1 & H_1 \\ \frac{y_0^2}{A_y^2} - \frac{x_0^2}{B_y^2} - \frac{z^2}{B_y^2} = 1 & H_2 \end{cases} \quad \text{Eq I. 9}$$

Avec A_x , A_y , B_x et B_y les dénominations des expressions :

$$A_x = \frac{(d_1 - d_2)}{2\pi} \quad \text{Eq I. 10}$$

$$A_y = \frac{(d_3 - d_4)}{2\pi}$$

$$B_x = \sqrt{D^2 - A_x^2} \quad \text{Eq I. 11}$$

$$B_y = \sqrt{D^2 - A_y^2}$$

Les coordonnées x_0 , y_0 sont obtenues par inversion du système d'équation ci-dessus.

VI.5 Mesure de la différence de phase : PDOA

Lorsque pour une application donnée la bande passante est étroite, il est possible de procéder à la localisation en pratiquant l'interférométrie de phase par l'exploitation de la PDOA (Phase Difference Of Arrival).

Dans ce cas, les coordonnées du mobile sont extraites à partir des équations hyperboliques suivantes [xxxvii] :

$$\begin{cases} \frac{x_0^2}{A_x^2} - \frac{y_0^2}{B_x^2} - \frac{z^2}{B_x^2} = 1 \\ \frac{y_0^2}{A_y^2} - \frac{x_0^2}{B_y^2} - \frac{z^2}{B_y^2} = 1 \end{cases} \quad \text{Eq I. 12}$$

Avec A_x , A_y , B_x et B_y les dénominations des expressions :

$$\begin{aligned} A_x &= \frac{\lambda \cdot \Phi_x}{4 \cdot \pi} \\ A_y &= \frac{\lambda \cdot \Phi_y}{4 \cdot \pi} \end{aligned} \quad \text{Eq I. 13}$$

$$\begin{aligned} B_x &= \sqrt{D^2 - A_x^2} \\ B_y &= \sqrt{D^2 - A_y^2} \end{aligned} \quad \text{Eq I. 14}$$

Toutefois, comme nous allons le démontrer dans le chapitre II, cette solution bien que extrêmement précise, est très sensible aux canaux multi trajets.

VI.6 Conclusion

En conclusion, la localisation d'objets mobiles ou fixes communicants ou passifs est fondée sur un ensemble de métriques qui présentent chacun des avantages et des inconvénients. Le choix de la métrique est dicté par l'application, la précision requise, le milieu considéré et naturellement le coût consenti.

VII Conclusion

En rappelant l'histoire récente de la localisation et les technologies émergentes qui la soutendent, nous avons mis en évidence l'intérêt d'une telle donnée pour de nombreuses applications. Cet intérêt se justifie par ailleurs par le gain en coût de communication qu'on réalise lorsqu'une communication point à point en mono saut est remplacée par une communication point à point en multi saut. Ces différentes justifications nous ont conduit à établir en vue de la réalisation d'un système de localisation opérationnel à décrire les différentes métriques utilisés pour opérer une radiolocalisation en milieu ouvert ou confiné.

VIII Références

- [i] : Pahlavan, K. Xinrong Li Makela, J.P, “*Indoor geolocation science and technology*”, Communications Magazine, IEEE, Feb 2002, Volume: 40, On page(s): 112-118
- [ii] : Djuknic, G.M.; Richton, R.E., “Geolocation and assisted GPS”, Computer, Volume 34, Issue 2, Feb 2001 Page(s):123 – 125.
- [iii] : Van Diggelen, F.; “*Indoor GPS theory & implementation*”, Position Location and Navigation Symposium, 2002 IEEE, 15-18 April 2002 Page(s): 240 – 247.
- [iv] : Kee, C.; Yun, D.; Jun, H.; Parkinson, B.; Pullen, S.; “Centimeter Accuracy Indoor Navigation (using GPS like Pseudolites)”. GPS world, November 2001
- [v] : Williams,L.J., “*Technology advances from Small Unit Operations Situation Awareness System development*”, Volume 8, Issue 1, Feb. 2001 Page(s):30 - 33
- [vi] : Werb, J.; Lanzl, C.; “*Designing a positioning system for finding things and people indoors*”, Spectrum, IEEE Volume 35, Issue 9, Sept. 1998 Page(s):71 - 78
- [vii] : Heidari, M.; Pahlavan, K.; “*Performance evaluation of indoor geolocation systems using PROPSim hardware and ray tracing software*”, Wireless Ad-Hoc Networks, 2004 International Workshop on 31 May-3 June 2004 Page(s):351 - 355
- [viii] : Site internet de Multispectral Solutions, Inc, <http://www.multispectral.com/>.
- [ix] : Longfoot, J.E., and D.J.Quail, “*An automatic Network Travel Time Measurement System ANTTs*”, Proc. Of the 15th ARRB Conf., Vol.6, 1990, pp 147-170.
- [x] : Broxneyer, Inertial navigation system, 1964 McGraw Hill.
- [xi] : J. Carpentier, “Nouveaux développements de la navigation par inertie”, Navigation (F) XV, N°60, oct.1967.
- [xii] : Drane, C, R. and Rizos, C., “ *Positioning Systems in Intelligent Transportation Systems*”, Artech House, 1997
- [xiii] : Jie Yin Qiang Yang Lionel Ni , “Adaptive Temporal Radio Maps for Indoor Location Estimation”, Pervasive Computing and Communications, 2005. PerCom 2005. Third IEEE International Conference on, 8-12 March 2005, On page(s): 85-94
- [xiv] : Gezici, S.; Zhi Tian; Giannakis, G.B.; Kobayashi, H.; Molisch, A.F.; Poor, H.V.; Sahinoglu, Z.; “*Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks*”, Signal Processing Magazine, IEEE, Volume 22, Issue 4, July 2005 Page(s):70 - 84
- [xv] : Wenping Chen, Xiaofeng Meng, “*A Cooperative Localization Scheme for Zigbee-based Wireless Sensor Networks*”, 2006. ICON '06. 14th IEEE International Conference on

[xvi] : Patwari, N. Yanwei Wang O'Dea, R.J., "*The importance of the multipoint-to-multipoint indoor radio channel in ad hoc networks*", Wireless Communications and Networking Conference, 2002. WCNC2002. 2002 IEEE, Mar 2002, Volume: 2, On page(s): 608- 612 vol.2.

[xvii] : J. Cartigny, D. Simplot and I. Stojmenovic, "*Localized energy efficient broadcast for wireless networks with directional antennas*" MED-HOC-NET'2002, Sardegna, Italy, 2002.

[xviii] : J.M. Rabaey, M. J. Ammer, J.L. da Silva Jr., D. Patel and S. Roundy, "*PicoRadio Supports Ad Hoc Ultra Low Power Wireless Networking*", Computer July 2000 pp. 42-48.

[xix] : J.M. Reason and J. Rabaey, "*A study of Energy Consumption and Reliability in a Multi-Hop Sensor Network*", Mobile Computing and Communications Review, Vol. 8, N°1, pp83-97.

[xx] : Stavros Toumpis, and Andrea J. Goldsmith, "*Capacity Regions for Wireless Ad Hoc Networks*", IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 2, NO. 4, JULY 2003.

[xxi] : <http://www.cwins.wpi.edu>, Electrical and Computer Engineering Department, WPI, Worcester, MA et site Internet de la DARPA.

[xxii] : K. Pahlavan, P. Krishnamurthy and J. Beneat, "*Wideband Radio Propagation Modeling for Indoor Geolocation Applications*", IEEE Communications Magazine, April 1998.

[xxiii] : J. Beneat, K. Pahlavan, and P. Krishnamurthy, "*Radio Channel Characterization for Geolocation at 1 GHZ, 500MHZ, 90 MHZ, and 60 MHZ In SUO/SAS*", Military Communications Conference Proceedings, MILCOM99, Atlantic City, NJ, November 1999.

[xxiv] : Dragos Niculescu and Badri Nath. "*Ad hoc positioning system (APS)*". In GLOBECOM, San Antonio, November 2001.

[xxv] : Capkun, Srdjan ; Hamdi, Maher ; Hubaux, Jean-Pierre, "*GPS-free Positioning in Mobile Ad-Hoc*", Networks In: Cluster Computing, vol. 5, num. 2 2002

[xxvi] : Julien Cartigny, David Simplot, and Ivan Stojmenovic, "*Localized minimum-energy broadcasting in ad-hoc Networks*", TECH. REPORT LIFL 2002-8

[xxvii] : Y. Wang and T. Arslan. "*An adaptive routing algorithm for long-lifetime wireless picoradio networks*". In Smart Objects Conference (SOC'03), 2003.

[xxviii] : Featherstone, W.; Strangeways, H.J.; Darnell, M.; Mewes, H. "*The application of superresolution direction finding to a variety of channel conditions in the HF band*", HF Radio Systems and Techniques, Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 441) 7-10 July 1997 Page(s):306 – 310

[xxix] : Aziz Benlarbi Delaï, "*Radiolocalisation à courtes et moyennes distances par interférométrie micro-onde. Problèmes inverses et nouvelle instrumentation*", Habilitation à diriger des recherches en sciences physiques, Lille mars 2002.

[xxx] : Yihong Qi Kobayashi, H. “*On relation among time delay and signal strength based geolocation methods*”. In Proc. IEEE Global Telecommunications Conf, 2003. GLOBECOM '03. IEEE, Publication Date: 1-5 Dec. 2003, Volume: 7, On page(s): 4079- 4083 vol.7

[xxxii] : Bahl, P.; Padmanabhan, V.N.; “*RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system*”, INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE, Volume 2, 26-30 March 2000 Page(s):775 - 784 vol.2

[xxxiii] : Teemu Roos, Petri Myllymäki, Henry Tirri, Pauli Misikangas, and Juha Sievänen, “*A Probabilistic Approach to WLAN User Location Estimation*”, International Journal of Wireless Information Networks, Vol. 9, No. 3, July 2002

[xxxiiii] : Lawner, R.T. Blanchard, P.F. Gogineni, S.P., “*Coherent FM-CW millimeter-wave radar systems for radarcross-section measurements*”, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1989. IMTC-89. Conference Record., 6th IEEE, 25-27 Apr 1989, On page(s): 357-360

[xxxiv] : Doi, Y.; Ohgane, T., “*Multipath time delay estimation by super-resolution PN correlation method*”, Antennas and Propagation, 1995., Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 407), Volume 2, Issue , 4-7 Apr 1995 Page(s):249 - 252 vol.2

[xxxv] : Gezici, S.; Zhi Tian; Giannakis, G.B.; Kobayashi, H.; Molisch, A.F.; Poor, H.V.; Sahinoglu, Z.; “*Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks*”, Signal Processing Magazine, IEEE, Volume 22, Issue 4, July 2005 Page(s):70 - 84

[xxxvi] : Jean Christophe COUSIN, “*Interférométrie micro onde en milieu confiné : application à la localisation*”, Thèse de Doctorat, Lille décembre 2001.

[xxxvii] Jean Pierre COVILLERS, “*Interférométrie Microonde : Contrôle non destructif et positionnement*”, Thèse de Doctorat, Lille juillet 1997.

Sommaire

Chapitre II : Localisation « indoor » d'Objets Mobiles Communicants dans un réseau centralisé, hybride et/ou ad hoc _____ **30**

I Introduction	30
II Cadre de l'étude	31
II.1 Introduction	31
II.2 Scénario considéré	31
II.2.1 Canal banalisé	32
II.2.2 Canal privé	32
II.2.3 Protocole de communication	32
II.2.4 Besoins technologiques: définition et mutualisation des briques de base	33
a) Schéma bloc de la balise	33
b) Schéma du récepteur	35
III Choix d'une métrique	36
III.1 Etude en fréquence	38
III.1.1 Calcul en mono porteuse	38
III.1.2 Calcul en multi porteuses	39
III.1.3 Calcul en large bande	44
III.2 Validation expérimentale	45
III.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5 GHz	45
III.2.2 Mesures en milieu confiné en bande millimétrique à 60 GHz	47
IV Sondage de canal interférométrique	51
IV.1 Introduction	51
IV.2 Expérimentation	51
IV.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5GHz	52
IV.2.2 Mesures en milieu confiné à 59GHz	52
IV.3 Exploitation des signaux par une méthode Haute Résolution	54
IV.3.1 Introduction	54
IV.3.2 Mise en oeuvre	54
IV.3.2.1 Mise en œuvre dans le cadre de la TOA	55
IV.3.2.2 Mise en œuvre dans le cadre de la TDOA	57
V Mesure des signaux réfléchis de faible amplitude	61
V.2 Principe de la méthode	61
V.2.1 Approche temporelle	62
V.2.2 Approche spatiale	63
V.2.3 Approche fréquentielle	65
V.3 Expérimentation	66
V.3.1 Approche temporelle à 4.5GHz	66
V.3.2 Approche spatiale à 59GHz	67
V.3.3 Approche fréquentielle à 59GHz	69
V.4 Conclusion	69
VI Conclusion	70
VII Références	71

Chapitre II : Localisation « indoor » d'Objets Mobiles Communicants dans un réseau centralisé, hybride et/ou ad hoc

I Introduction

Le contexte visé est celui des objets mobiles communicants. Il s'inscrit dans le concept global dit d'intelligence ambiante qui regroupe l'ensemble des objets capables d'interagir entre eux, mais aussi de façon intuitive avec leurs utilisateurs [i]. Dans ce concept, chaque objet est capable de communiquer avec ses voisins plus ou moins proches, de façon à former un réseau connexe et agile. Dans un tel réseau, les éléments peuvent être hétérogènes, par exemple des PDA, des ordinateurs portables, téléphones cellulaires, imprimantes, toutes sortes d'appareils domestiques capables d'échanger des informations de taille plus ou moins grande, aussi bien partagées que confidentielles. Les milieux propres à la formation de ces réseaux sont plutôt de types courtes portées, en espace libre ou en milieu confiné [ii].

Ce type de concept met en œuvre l'assemblage de technologies innovantes dans le but de former des réseaux sensibles à leur environnement " Context awareness " [iii]. Les systèmes utilisés réunissent les techniques de communications bas et haut débit et la gestion des protocoles telle que les priorités de transmission, le découpage des informations mais aussi le

choix des voisins requis pour véhiculer l'information jusqu'au récepteur. Cette gestion est soutenue par une forte contribution logicielle [^{iv}], [^v].

On se propose dans ce cadre d'étudier un dispositif de localisation en vue de fournir une donnée physique susceptible d'aider les algorithmes de routage, qui sont au coeur de cette logistique de transport de l'information.

Nous procédons ensuite à la justification du choix d'une métrique en vue de réaliser la localisation de plusieurs objets communicants fixes ou mobiles évoluant dans un milieu type espace libre ou confiné. Nous terminons enfin ce chapitre par une étude canal qui permet de définir un nouveau moyen de sondage fondé sur une approche interférométrique. Cette façon d'opérer s'accommode bien des contraintes de mobilités définies dans le cahier des charges et permet par ailleurs la détection de signaux de faibles amplitudes.

II Cadre de l'étude

II.1 Introduction

Le système de localisation que nous visons, s'intègre dans un système global de communication proposé dans le projet OMC (Objet Mobiles Communicants) défini dans le cadre de l'IRCICA (Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée). Dans ce projet, l'objectif est de faire communiquer, entre eux et en gamme millimétrique, des objets mobiles dans un environnement intra-muros avec des débits supérieurs à 100 Mb/s. Les challenges à relever sont de deux ordres. Le premier consiste à faire cohabiter système de localisation et système de communication. Le second consiste à mutualiser le maximum de briques technologiques de bases entrant dans la fabrication du système de communication et de localisation. Le résultat attendu est la mise en place d'une plateforme de communication et de localisation opérant en gamme millimétrique.

II.2 Scénario considéré

Pour organiser les tâches nécessaires à la mise en place de cette plateforme, un scénario type a été considéré. Il utilise pour les communications confidentielles haut débit porteuses d'informations, un canal privé et pour la gestion du réseau, un canal banalisé de débit moyen et accessible à tous les objets.

II.2.1 Canal banalisé

Comme nous venons de le dire, le canal banalisé est commun à toutes les entités du réseau. Il est écouté en permanence par tous les Objets Communicants (OC) et sert de vecteur pour les informations concernant notamment la table de voisinage et sa mise à jour. Cette table regroupe les identités des différents nœuds du réseau, leurs positions (absolues ou relatives), le code de décryptage des données ainsi que le débit choisi pour communiquer. La modulation choisie est de type ASK, la fréquence centrale est 59 GHz et le débit maximum est de 12.5Mb/s.

II.2.2 Canal privé

Les informations confidentielles ou de grand volume sont véhiculées par le canal privé. Les données transmises entre un émetteur et un récepteur ne sont lisibles que par les deux interlocuteurs grâce à un système de codage propre aux deux objets concernés. Le débit visé est 100Mb/s mais trois autres valeurs ont été également retenues 50 Mb/s, 25 Mb/s, 12.5 Mb/s. La modulation est de type impulsionnelle ultra large bande IR (Impulse Responce) par position de pulse PPM (Pulse Position Modulation), Figure II. 1 et l'accès multiple à saut temporel à répartition par code TH (Time Hopping). La modulation est alors appelée IR-UWB-TH-PPM. Par conséquent, deux objets peuvent communiquer entre eux en « full duplex » après synchronisation et en même temps, deux autres objets peuvent également communiquer avec le même code sans risque d'erreur.

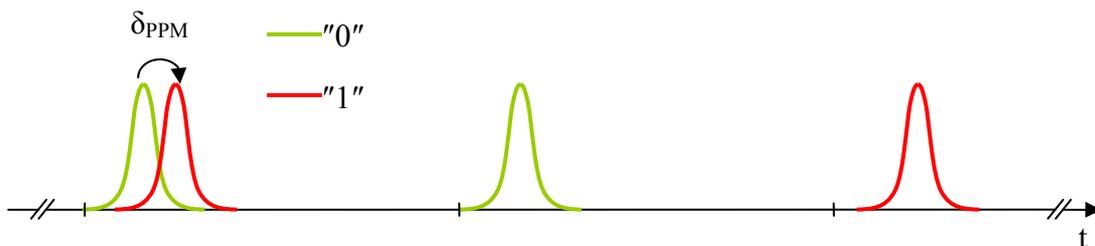


Figure II. 1 : Modulation PPM

II.2.3 Protocole de communication

L'OC A qui souhaite utiliser le canal privé pour une communication confidentielle, commence par "écouter" le canal banalisé (CB). Un niveau de puissance reçu faible indique que le CB est libre, si ce niveau est élevé, c'est qu'une communication est en cours. Lorsque le CB est libre, l'OC émet un message « Hello » qui contient son nom, le débit souhaité, sa position, et l'identité du destinataire, soit le nœud B.

Compte tenu des informations, régulièrement recueillies, le CB permet la mise à jour de la table de voisinage des mobiles et autorise la communication sur le canal privé. Le nœud A commence à émettre vers le nœud B. En réception, l'objet B se synchronise, dès le top de synchronisation, récupère la trame envoyée par le nœud A, la désassemble et la stocke dans la mémoire tampon. Pour permettre les fonctions de communication et de traitement, de nombreuses briques de base ont été mises en place aussi bien en RF qu'en bande de base. Nous présentons dans ce qui suit les briques de bases RF.

II.2.4 Besoins technologiques: définition et mutualisation des briques de base

Le choix d'une communication type IR-UWB-TH-PPM permet la définition d'une architecture générique dont l'utilisation peut être adaptée à d'autres applications [vi]. Rappelons qu'un des intérêts du projet est de mutualiser les briques de bases du système de communication, conçues et testées par Nicolas Deparis [vii], et réalisées par la société OMMIC (filiales ED02AH et D01PH), pour concevoir, réaliser et expérimenter à notre tour, un système de localisation compatible.

Nous présentons dans ce qui suit les éléments mutualisés à l'émission et à la réception [viii], [ix].

a) Schéma bloc de la balise

Comme nous le verrons au chapitre III et de manière plus explicite au chapitre IV, la balise peut se mettre sous la forme du schéma bloc suivant :



Figure II. 2 : Schéma bloc de la balise

Les éléments à mutualiser avec le système de communication sont : la source millimétrique contenue dans l'étage de génération des signaux et les commutateurs RF qu'on retrouve dans les étages de combinaisons et dans l'étage de répartition.

La source millimétrique

Les sources 60GHz MMICS ont été conçues pour des fréquences voisines de 30GHz, puis élevées autour de 60 GHz par un doubleur, également réalisé sous filière technologique D01PH [x]. La source est un OCT (Oscillateur Contrôlé en Tension) construit autour d'une RDN (Résistance Différentielle Négative) dans laquelle, la sélection fréquentielle s'effectue par une diode varactor.

La topologie choisie pour la RDN est de type grille commune, afin d'atténuer le bruit de phase. La fréquence d'oscillation est fixée par l'impédance du circuit d'accord extérieur. Ce signal est ensuite doublé et amplifié par un ensemble de 3 éléments actifs [].

L'utilisation qui peut être faite de cette source dans l'application du positionnement, est essentiellement un fonctionnement de type VCO, afin de générer les différentes porteuses et opérer un élargissement de bande de l'ordre de 500MHz pour justifier le terme ULB.

Le commutateur RF

Le principe de positionnement par interférométrie que nous dimensionnons dans le chapitre III et mettons en œuvre dans le chapitre IV, impose une gestion spatiale du signal en procédant, via des commutateurs, à l'extinction du signal sur les différentes branches du circuit de répartition (Figure II. 2). La topologie choisie pour les commutateurs est de type SPDT (Single Pole Double Throw), elle comprend deux transistors T_1 et T_2 , commandés en opposition. En fonction de l'état de V_{g1} et V_{g2} , le signal est soit transmis vers la sortie soit dirigé vers une charge 50Ω . Cette topologie garantit une bonne isolation à l'état off et un gain satisfaisant à l'état on.

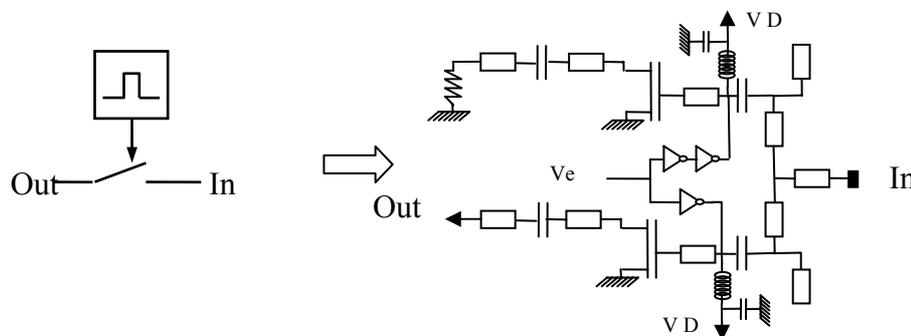


Figure II. 3 : Principe du commutateur RF

b) Schéma du récepteur

En réception Figure II. 4 le signal est amplifié par un LNA et détecté. La démodulation, dans le cadre de la communication, est assurée par un filtrage adapté suivi d'un échantillonneur spatio temporel large bande [xi], [xii], [xiii], servant pour la synchronisation et pour la démodulation des signaux.

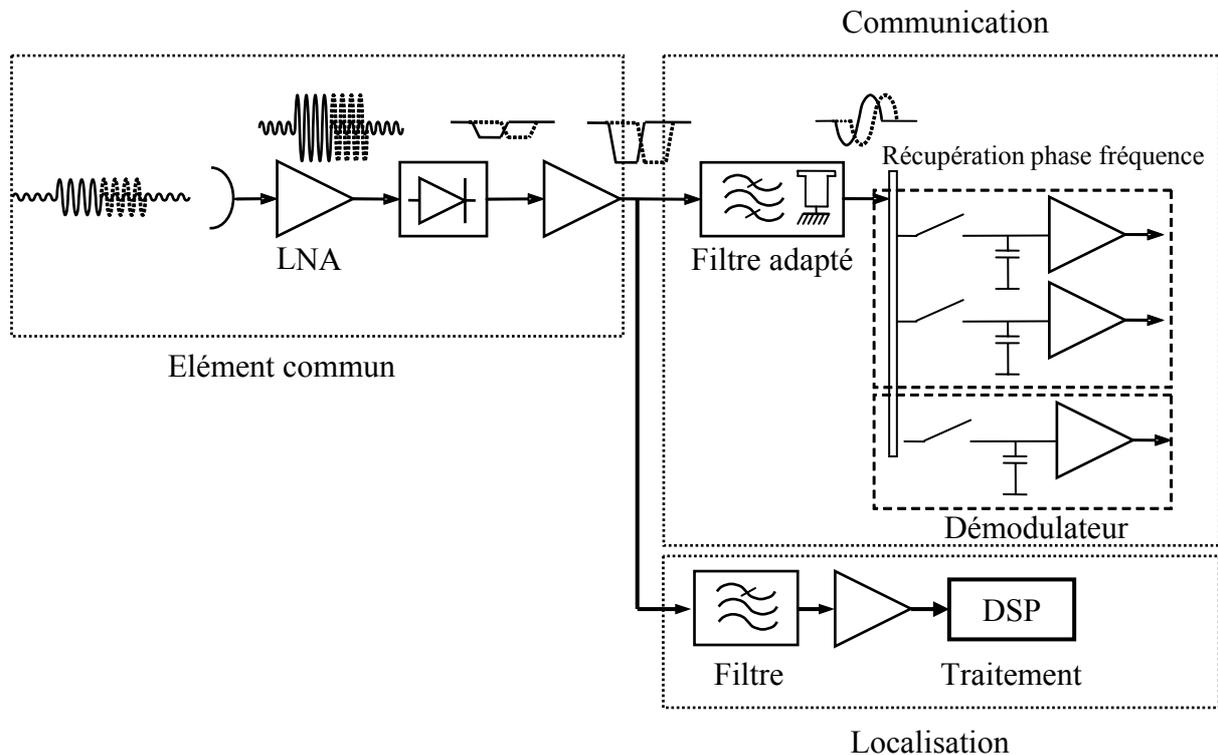


Figure II. 4 : Récepteur commun aux deux systèmes

Les éléments mis en commun sont : le LNA et le détecteur. La partie filtrage est propre à la localisation. Par ailleurs, nous n'utiliserons ni les circuits de synchronisation, ni les démodulations utilisés pour le système de communication.

Soulignons toutefois que pour le système de communication, ce type de modulation est très sensible à la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. En effet, la synchronisation doit être suffisamment précise pour pouvoir différencier les deux positions de l'impulsion séparées d'environ 50ps. La boucle de synchronisation réalise donc deux types de synchronisation, la première en fréquence et la seconde en phase [xiv]. Une autre solution est possible par l'utilisation d'une synchronisation numérique, alors l'OCT (Oscillateur Contrôlé en Tension) est remplacé par un OCN (Oscillateur Contrôlé Numériquement) constitué d'une DDS (Direct Digital Synthesis) capable de commander le déphasage numériquement [xv].

Amplificateur LNA

L'amplificateur faible bruit (NF=7dB à 60GHz avec $V_{gs} < -400mV$) est constitué de 5 étages amplificateur. Sa consommation est de 360mW polarisé sous $V_{ds}=3V$, pour un gain de 25dB. Cette topologie permet par pincement du canal de contrôler le gain pour réduire la consommation.

Détecteur

Le détecteur est un assemblage de trois éléments : tout d'abord une diode de détection polarisée, un filtre coupe bande et un étage d'amplification vidéo. Le schéma de cette structure est illustré Figure II. 5 .

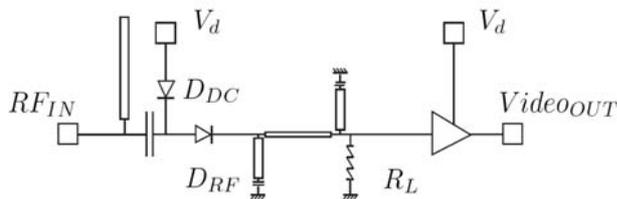


Figure II. 5 : Schéma du détecteur

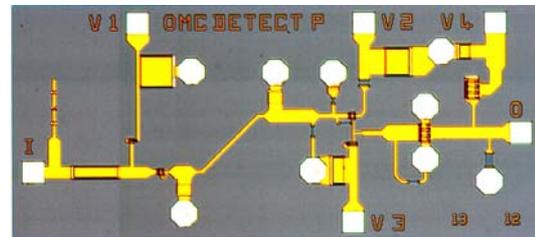


Figure II. 6 : Photo du détecteur

La diode de détection D_{RF} est polarisée en courant par la diode D_{DC} et une résistance de charge de 400Ω . La sensibilité maximale est atteinte lorsque l'impédance de sortie est optimale, celle-ci est obtenue grâce à un filtre coupe bande. Le compromis entre la sensibilité et la bande passante vidéo est fixé par le couple formé par la résistance de charge R_L et la capacité C du filtre. Et pour finir un étage d'amplification vidéo garantit un minimum de sensibilité sur une charge 50Ω .

III Choix d'une métrique

Le choix de la métrique tel que défini dans le chapitre I, paragraphe III, conditionne la précision de localisation pour un environnement donné. Pour la localisation indoor, on doit, tout en conservant une approche de type interférométrique, considérer les effets des réflexions multiples sur les parois de la pièce où se déplacent les OC [^{xvi}], [^{xvii}]. Il est par conséquent impératif de définir judicieusement la nature des signaux (bande étroite ou large bande) et le type de métrique à retenir pour obtenir une précision de localisation convenable. Nous allons étudier différentes solutions de type interférométrique, avant d'arrêter notre choix.

Dans la topologie exogène (Figure II. 7), le mobile à localiser est équipé d'une source émettant vers un récepteur différentiel composé de 2 coupleurs -3dB (90° , 180°) dont les ports

de sortie sont connectés à un détecteur quadratique. Les signaux de sortie de ces corrélateurs sont appelés signaux I-Q, et leur exploitation permet d'accéder soit à la PDOA dans le cas bande étroite, soit à la TDOA dans le cas large bande et notamment ULB.

La seconde topologie dite endogène (Figure II. 8), est une version réciproque. La source est fixe et le récepteur mobile est à localiser. A l'émission, le signal est réparti en temps sur les antennes fixes A_1 et A_2 , et ce, afin de permettre au récepteur de reconstituer les signaux I-Q. Dans cette version, le récepteur est très simplifié, puisqu'il se compose, comme nous l'avons vu précédemment, uniquement d'un LNA et d'un détecteur quadratique.

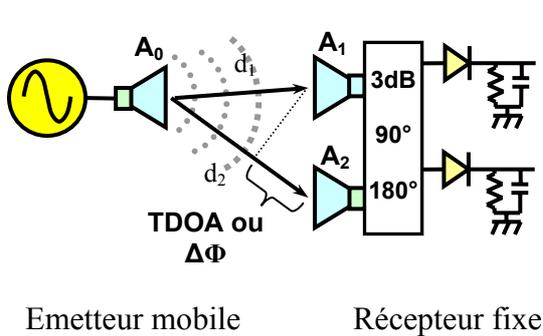


Figure II. 7 : Solution exogène.

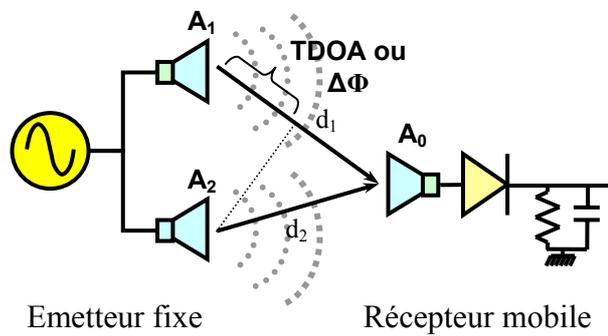


Figure II. 8 : Solution endogène.

Nous avons donc d'abord à choisir entre ces deux topologies puis entre solution bande étroite ou solution large bande.

La solution exogène, qui consiste à localiser une source, devient compliquée à mettre en œuvre dès lors que nous devons localiser « simultanément » plusieurs mobiles. En effet, dans ce cas, il convient d'envisager un accès multiple de type TDMA, par exemple, qui risque d'alourdir le système et d'être source de collisions entre les émissions. La solution endogène ne requiert pas cette couche supplémentaire puisqu'à l'image du système GPS, elle permet la localisation simultanée d'un nombre « infini » de récepteurs. C'est naturellement cette solution qui sera retenue pour opérer la localisation de plusieurs OC en réseau dans un environnement confiné. Les conséquences d'un tel choix permettent de simplifier le récepteur mobile au détriment de la balise fixe, ce qui rend aisée la gestion de la mobilité.

Nous conservons toutefois l'approche exogène, très simple à mettre en œuvre dans le cas où n'est traitée qu'une source. On rencontre cette situation lorsque nous nous intéresserons au sondage de canal.

III.1 Etude en fréquence

III.1.1 Calcul en mono porteuse

La première solution retenue pour opérer la localisation, utilise les propriétés de la PDOA [chapitre I, paragraphe VI.5], $\Delta\Phi$, entre Φ_1 et Φ_2 avec

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad \text{Eq II. 1}$$

avec

$$\phi_1 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} d_1 \quad \text{Eq II. 2}$$

et

$$\phi_2 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} d_2 \quad \text{Eq II. 3}$$

Cette solution a été traitée dans le cadre de recherches antérieures [xviii], [xix], [xx]. Bien que très précise, dans le cas de propagation libre, cette solution présente d'une part un problème d'ambiguïté lié au modulo 2π et d'autre part elle est très sensible aux trajets multiples.

Nous rappelons que dans une situation en espace libre, la PDOA $\Delta\Phi$ est extraite à partir des signaux I et Q donnés par l'expression suivante :

$$Q = K \cdot \sin(\Delta\Phi) \quad \text{Eq II. 4}$$

$$I = K \cdot \cos(\Delta\Phi) \quad \text{Eq II. 5}$$

$$\Delta\Phi = a \cdot \tan\left(\frac{Q}{I}\right) \text{ modulo } 2\pi \quad \text{Eq II. 6}$$

Avec K l'amplitude des signaux reçus.

En milieu confiné, le canal représenté Figure II. 7 peut maintenant être représenté en première approximation par la Figure II. 9 suivante :

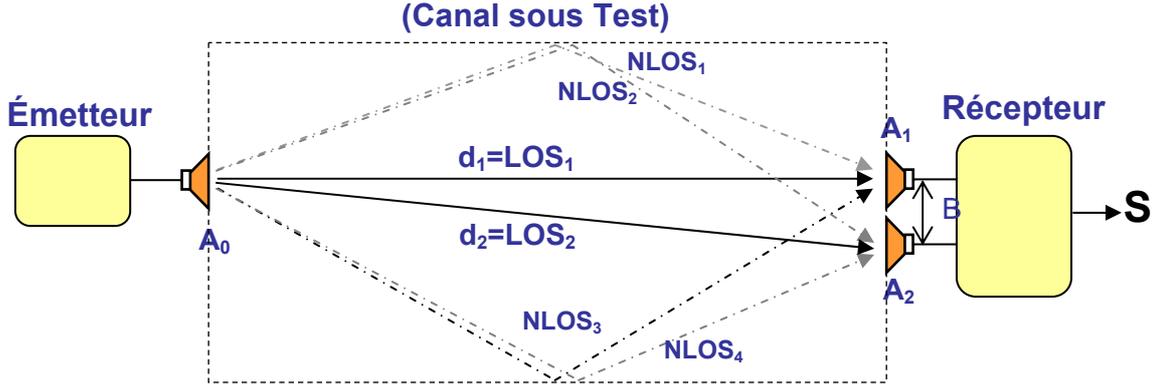


Figure II. 9 : Topologie du canal en milieu confiné

Dans ce cas, il a été démontré [xxxi] que les expressions des signaux I-Q deviennent :

$$I = E_1 \cdot E_2 \cdot \cos(\Phi_1 - \Phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} E_1 \cdot E_j \cdot \cos(\Phi_1 - \Phi_j) + \sum_{j=3}^{2k-1} E_2 \cdot E_i \cdot \cos(\Phi_i - \Phi_2) + \sum_{i=3}^{2k-1} \sum_{j=4}^{2k} E_i \cdot E_j \cdot \cos(\Phi_i - \Phi_j) \quad \text{Eq II. 7}$$

$$Q = E_1 \cdot E_2 \cdot \sin(\Phi_1 - \Phi_2) + \sum_{j=4}^{2k} E_1 \cdot E_j \cdot \sin(\Phi_1 - \Phi_j) + \sum_{j=3}^{2k-1} E_2 \cdot E_i \cdot \sin(\Phi_i - \Phi_2) + \sum_{i=3}^{2k-1} \sum_{j=4}^{2k} E_i \cdot E_j \cdot \sin(\Phi_i - \Phi_j) \quad \text{Eq II. 8}$$

Avec E_i et E_j , les amplitudes des signaux liées aux chemins i et j , $\Phi_1 - \Phi_j$ est la DDP engendrée par la différence de chemin entre LOS_1 et tous les cas possibles de trajets $NLOS_j$, en supposant que j est un entier pair supérieur à 2. $\Phi_i - \Phi_2$ est la DDP associée à la différence de longueur entre le trajet LOS_2 et tous les cas possibles de trajet $NLOS_i$, avec i entier impair supérieur à 1. Et pour finir $\Phi_i - \Phi_j$ est la DDP associée à la différence de trajet entre toutes les combinaisons possibles des trajets NLOS avec i et k des entiers (i impair >1 et j pair >2).

L'information de phase utile est contenue dans le terme $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$. Toutefois l'inversion des Eq II. 7 et Eq II. 8, n'est possible que par un post-traitement informatique, ce qui interdit toute localisation temps réel, ou par le choix d'une autre forme de signaux et notamment des signaux à plusieurs porteuses ou large bande.

III.1.2 Calcul en multi porteuses

Pour résoudre le problème induit par les trajets multiples, il convient d'exploiter les signaux I-Q, non plus dans le domaine des PDOA mais dans le domaine fréquentiel pour extraire la TDOA τ . Dans ce cas, les signaux I-Q en fonction de la fréquence s'écrivent :

$$Q(f) = K \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot \tau) \quad \text{Eq II. 9}$$

$$I(f) = K \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) \quad \text{Eq II. 10}$$

Avec la $\tau = \frac{(d_1 - d_2)}{c}$ la TDOA et d_1, d_2 (Figure II. 9) sont les distances respectives entre les deux antennes d'émission et l'antenne de réception et c la célérité. L'écriture des signaux I-Q permet d'affirmer que pour une TDOA de faible valeur, la variation des signaux I-Q en fonction de la fréquence est lente et pour une TDOA plus grande, la variation des signaux I-Q est plus rapide. Cette variation, illustrée (Figure II. 10), permet l'identification de TDOA par analyse des signaux I-Q dans le domaine fréquentiel et se révèle être un facteur discriminant très utile pour séparer les trajets directs plus courts que les trajets réfléchis.

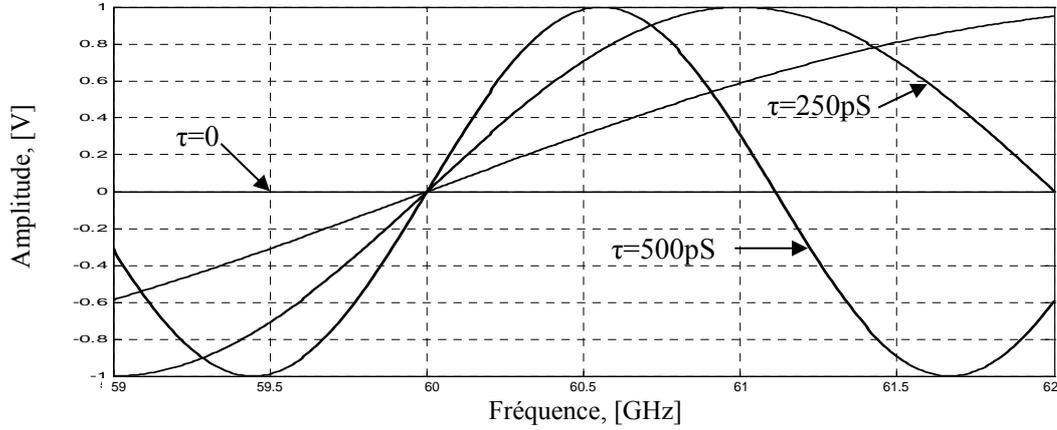


Figure II. 10: Développement du signal I dans le domaine fréquentiel pour trois TDOA $\tau=0ps, \tau=250ps, \tau=500ps$

En effet, dans le cas d'un canal multitrajets, les signaux I-Q, exprimés dans le domaine des fréquences, peuvent se mettre sous la forme

$$I(f) = E_1 \cdot E_2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_1 - \tau_2)) + \sum_k E_1 \cdot E_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_1 - \tau_k)) + \quad \text{Eq II. 11}$$

$$\sum_i E_2 \cdot E_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_i - \tau_2)) + \sum_{i,k} E_i \cdot E_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_i - \tau_k))$$

$$Q(f) = E_1 \cdot E_2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_1 - \tau_2)) + \sum_k E_1 \cdot E_j \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_1 - \tau_k)) + \quad \text{Eq II. 12}$$

$$\sum_i E_2 \cdot E_i \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_i - \tau_2)) + \sum_{i,k} E_i \cdot E_j \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_i - \tau_k))$$

Avec E_i et E_k , les amplitudes des signaux attribuées aux chemins i et k , $\tau_1 - \tau_2$ est la TDOA utile liée à la différence de longueur entre les chemins LOS_1 et LOS_2 , $\tau_1 - \tau_k$ est la TDOA engendrée par la différence de chemin entre LOS_1 et tous les cas possibles de trajets $NLOS_k$, en supposant que k est un entier pair supérieur à 2. $\tau_i - \tau_2$ est la TDOA associée à la différence

de longueur entre le trajet LOS_2 et tous les cas possibles de trajet $NLOS_i$, avec i entier impair supérieur à 1. Et pour finir $\tau_i - \tau_k$ est la TDOA associée à la différence de trajet entre toutes les combinaisons possibles des trajets NLOS avec i et k des entiers (i impair >1 et k pair >2).

En scrutant les signaux I-Q sur plusieurs porteuses, comme indiqué en rouge sur la Figure II. 11, on peut en procédant à une interpolation, reconstruire la période des signaux I-Q et remonter aussi à la TDOA τ . L'extraction de la TDOA à partir des signaux I-Q sera examinée au chapitre IV.

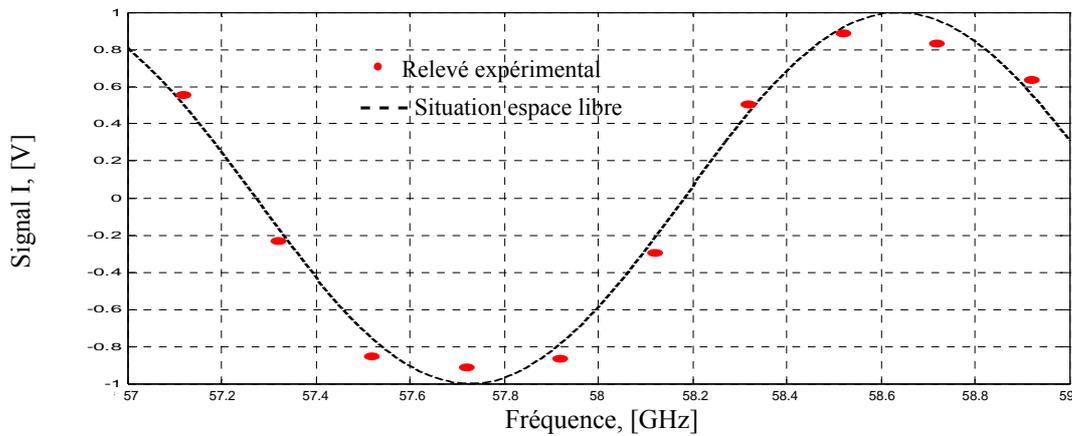


Figure II. 11 : Signal I dans une configuration multi porteuses

On constate que les effets des trajets multiples se traduisent par des points qui s'écartent de la valeur moyenne et que par conséquent une méthode qui recentrerait ces points autour de la valeur moyenne, permettrait d'augmenter la précision. Pour opérer cette amélioration, on se propose de réécrire les signaux I-Q.

Les équations II. 11 et II. 12 peuvent se compacter sous forme matricielle et s'écrire :

$$\mathbf{M} = \mathbf{E}(\mathbf{E}_{A_1} \cdot \mathbf{E}_{A_2}^*) = \sum \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \cdot e^{j\omega(\tau_1 - \tau_2)} & \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_4 \cdot e^{j\omega(\tau_1 - \tau_4)} & \dots & \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_{2n} \cdot e^{j\omega(\tau_1 - \tau_{2n})} \\ \mathbf{E}_3 \cdot \mathbf{E}_2 \cdot e^{j\omega(\tau_3 - \tau_2)} & \mathbf{E}_3 \cdot \mathbf{E}_4 \cdot e^{j\omega(\tau_3 - \tau_4)} & \dots & \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \cdot e^{j\omega(\tau_1 - \tau_{2n})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{E}_{2n-1} \cdot \mathbf{E}_2 \cdot e^{j\omega(\tau_{2n-1} - \tau_2)} & \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{E}_2 \cdot e^{j\omega(\tau_{2n-1} - \tau_4)} & \dots & \mathbf{E}_{2n-1} \cdot \mathbf{E}_{2n} \cdot e^{j\omega(\tau_{2n-1} - \tau_{2n})} \end{bmatrix}$$

Eq II. 13

$$\mathbf{S}_1 = \sum \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 e^{j\omega(t - \tau_1)} \\ \mathbf{E}_3 e^{j\omega(t - \tau_3)} \\ \vdots \\ \mathbf{E}_{2N-1} e^{j\omega(t - \tau_{2N-1})} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 14}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\vec{\mathbf{E}}_{A_1}}$

$$\mathbf{S}_2 = \sum \begin{bmatrix} \mathbf{E}_2 e^{j\omega(t - \tau_2)} \\ \mathbf{E}_4 e^{j\omega(t - \tau_4)} \\ \vdots \\ \mathbf{E}_{2N} e^{j\omega(t - \tau_{2N})} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 15}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\vec{\mathbf{E}}_{A_2}}$

Les vecteurs $\vec{\mathbf{E}}_{A_1}$ et $\vec{\mathbf{E}}_{A_2}$ englobent tous les signaux reçus respectivement par l'antenne A_1 et l'antenne A_2 , E_{2i-1} et τ_{2i-1} sont respectivement les amplitudes et les temps de vol des composants du vecteur $\vec{\mathbf{E}}_{A_1}$ et E_{2i} , τ_{2i} sont respectivement les amplitudes et les temps de vol des composants du vecteur $\vec{\mathbf{E}}_{A_2}$

L'écriture matricielle permet de définir 3 domaines dans le domaine des TDOA (Figure II. 12).

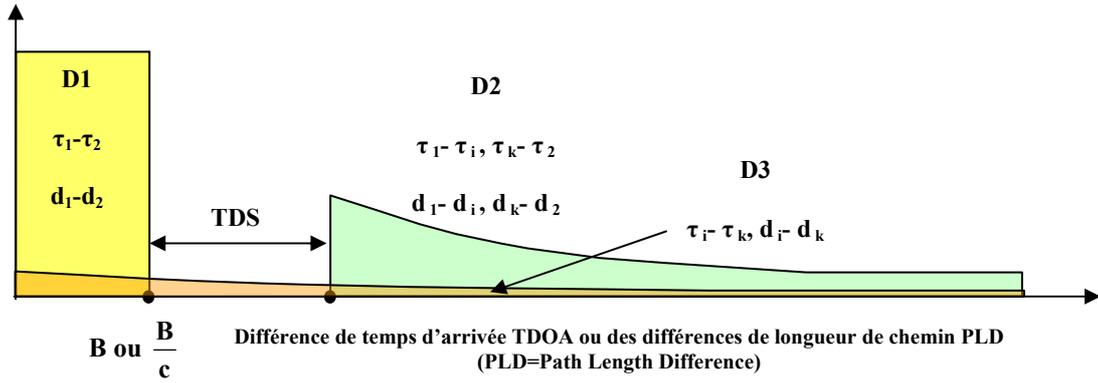


Figure II. 12 : Représentation dans l'espace des TDOA et des PLD, des trajets LOS et NLOS

Un premier domaine D1 est défini pour la TDOA utile associée aux deux trajets directs LOS₁ et LOS₂ et à toutes les TDOA de même ordre de grandeurs que la TDOA utile mais issues des trajets réfléchis. Ces termes composant les signaux de sortie I et Q ont une variation lente et leur TDOA est telle que :

$$-\frac{B}{c} \langle \text{TDOA} \rangle \frac{B}{c} \quad \text{Eq II. 16}$$

avec B, la base séparant les deux antennes d'un même réseau. La fréquence spatiale est alors faible

Le second domaine D2 regroupe les termes "d'intermodulations" entre les trajets directs et les trajets réfléchis. Dans ce cas, les TDOAs sont très grandes devant $\frac{B}{c}$. Ces TDOA donnent des signaux, en sortie du récepteur, de variation rapide et donc de fréquence élevée.

Et enfin, le troisième domaine D3, que nous négligeons en raison de l'atténuation de propagation et des pertes dues aux multiples réflexions sur les murs. Ce domaine regroupe toutes les TDOA associées à la différence de trajet entre toutes les combinaisons possibles des trajets NLOS.

En représentant, Figure II. 12, ces trois domaines dans l'espace des TDOA ou des PLD (Path Length Difference), nous pouvons définir le TDS théorique (Time Delay Spread) qui est l'écart temporel entre les deux domaines principaux D1 et D2 et définir une bande de cohérence Bc du canal tel que :

$$Bc = \frac{1}{\text{TDS}} \quad \text{Eq II. 17}$$

Il est possible de resserrer les points de mesure des signaux I-Q autour de la valeur moyenne si on procède à un élargissement spectral autour de chaque porteuse. Dans ce cas, chaque point de mesure résulte de l'intégration sur Bc des signaux mesurés autour d'une porteuse Fc.

III.1.3 Calcul en large bande

Pour améliorer la précision, on se propose pour chaque porteuse d'effectuer un étalement spectral ajusté à la bande cohérence du canal pour réaliser un lissage des effets des trajets multiples. Dans ce cas, les signaux I ou Q s'expriment de la manière suivante :

$$I(n) = E_1 \cdot E_2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_1 - \tau_2)) + \sum_k E_1 \cdot E_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_1 - \tau_k)) + \sum_i E_2 \cdot E_i \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_i - \tau_2)) + \sum_{i,k} E_i \cdot E_k \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_i - \tau_k))$$

Eq II. 18

$$Q(n) = E_1 \cdot E_2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_1 - \tau_2)) + \sum_k E_1 \cdot E_k \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_1 - \tau_k)) + \sum_i E_2 \cdot E_i \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_i - \tau_2)) + \sum_{i,k} E_i \cdot E_k \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \Delta f_n \cdot (\tau_i - \tau_k))$$

Eq II. 19

Les résultats de simulations donnés Figure II. 13 montrent un nuage de points dont le moyennage, qui permet de resserrer la variance de chaque signal I autour d'une porteuse, précède la procédure d'interpolation qui conduit à la détermination de la TDOA.

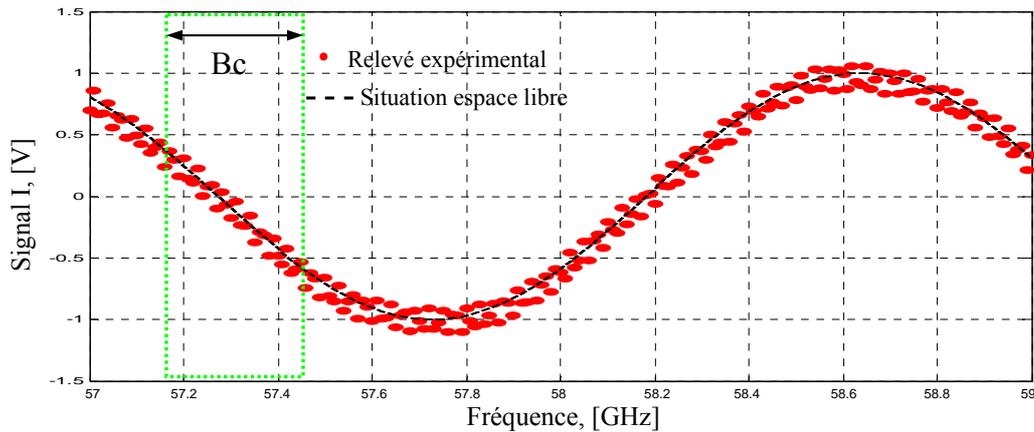


Figure II. 13 : Signal I dans une configuration large bande

III.2 Validation expérimentale

Nous procédons dans le paragraphe qui suit à la validation expérimentale des trois méthodes proposées pour retrouver soit la PDOA dans le cas mono porteuse, soit la TDOA dans les cas multiporteuses et multiporteuses à spectre étalé. Pour cela, nous avons considéré deux bandes de fréquences. Une première bande de 1.6GHz centrée autour de 4.5GHz permet de valider ces solutions dans des conditions de chambre anéchoïque. La seconde bande de 2GHz centrée autour de 60GHz considère un canal réel avec des multitrajets.

III.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5 GHz

Une série de tests dédiés à valider expérimentalement, en chambre anéchoïque, ces différentes solutions, est effectuée dans un premier temps dans la gamme 3.7-5.3GHz. Dans cette configuration, l'antenne utilisée est une antenne de type quasi Yagi [xxii] imprimée sur substrat Duroïd d'épaisseur 1.27mm et de permittivité relative $\epsilon_r=10.2$, alimentée par un synthétiseur. Le récepteur est quant à lui, constitué d'une paire d'antennes de même type qu'à l'émission. La base B séparant les deux antennes de réception est fixée à 10cm. Les signaux RF sont directement échantillonnés et visualisés par un oscilloscope Infiniium DS81204A 40 giga-échantillons.

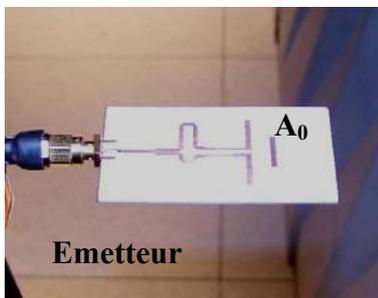


Figure II. 14: Antenne d'émission

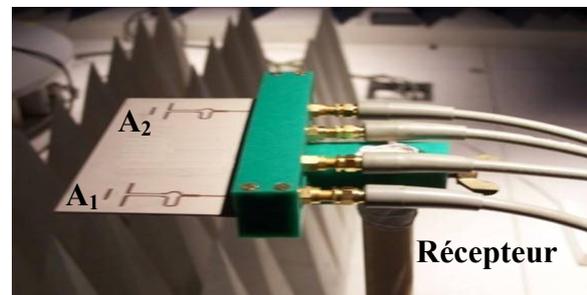


Figure II. 15: Réception duale

Dans la cas monochromatique, le signal I relevé est mesuré à la fréquence $F=3.82\text{GHz}$. Comparé au cas idéal de propagation en espace libre, nous constatons une légère erreur qui peut affecter lors de l'inversion, c'est à dire lors de la détermination de la PDOA, l'erreur commise sur la localisation. Rappelons que l'inversion qui permet de passer de l'information de phase à l'information de localisation utilise les équations Eq I.12, Eq I.13, Eq I.14, établies au premier chapitre. Rappelons également qu'il subsiste dans cette solution le problème de l'ambiguïté de phase, qui suppose pour être levé soit de connaître les conditions initiales et de procéder à des techniques de dépliage de phase, soit d'utiliser les techniques de WIDELANE [xxiii].

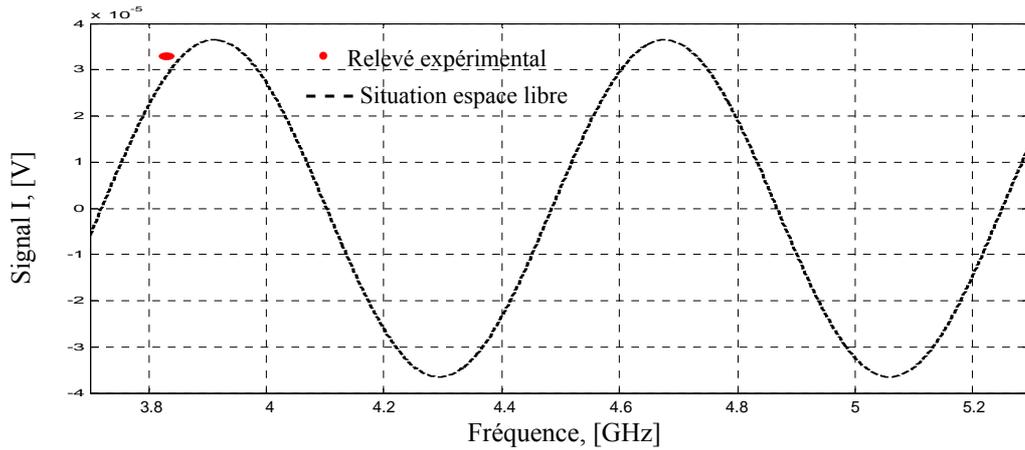


Figure II. 16 : Signal I relevé à la fréquence $F=3.82\text{GHz}$ ($B=10\text{cm}$).

La seconde solution est une solution multi porteuses. Le signal I, mesuré dans le domaine des fréquences entre $F_1=3.82$ et $F_2=5.23\text{GHz}$, est donné Figure II. 17.

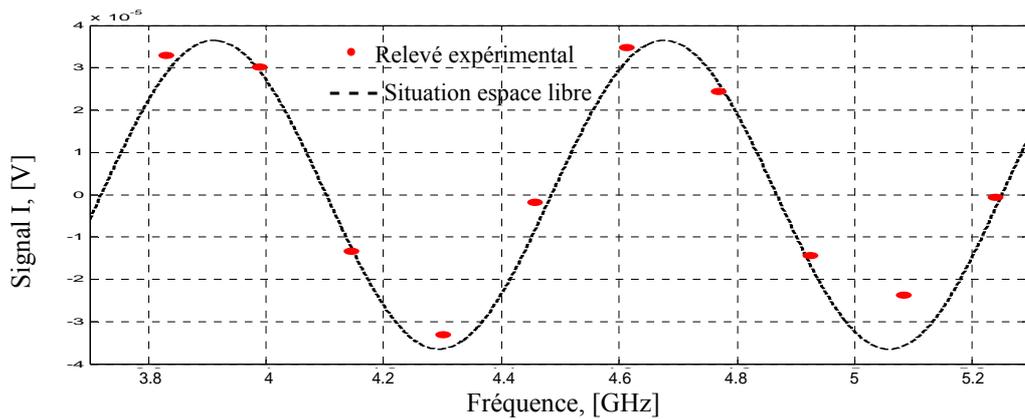


Figure II. 17 : Signal I relevé entre les fréquences $F_1=3.82\text{GHz}$ et $F_2=5.23\text{GHz}$, par pas de 156MHz ($B=10\text{cm}$).

Il subsiste toujours une erreur, comparée au cas idéal de propagation en espace libre, mais qui compte tenu du grand nombre de fréquences étudiées et de la possibilité d'interpolation offerte ne concourt pas à une erreur importante sur la localisation. L'information utile dans ce cas est naturellement la TDOA et l'inversion suppose l'utilisation des équations Eq I.9 et Eq I.10, établies au premier chapitre.

La troisième expérimentation consiste à émettre un spectre étalé autour de chaque porteuse. Pour étaler la bande, nous avons effectué des mesures sur un nombre important de fréquences (150) et nous avons procédé ensuite à l'intégration sur des bandes glissantes. Le résultat de ce relevé est représenté Figure II. 18. Chaque point du signal I résulte d'une intégration sur une bande minimale de 500MHz .

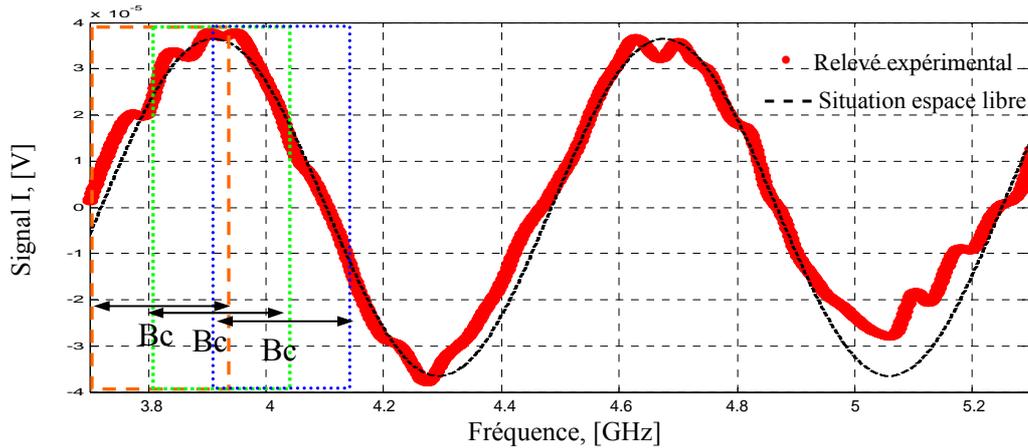


Figure II. 18 : Signal I brut, relevé entre les fréquences 3.7GHz et 5.3GHz ($B=10cm$).

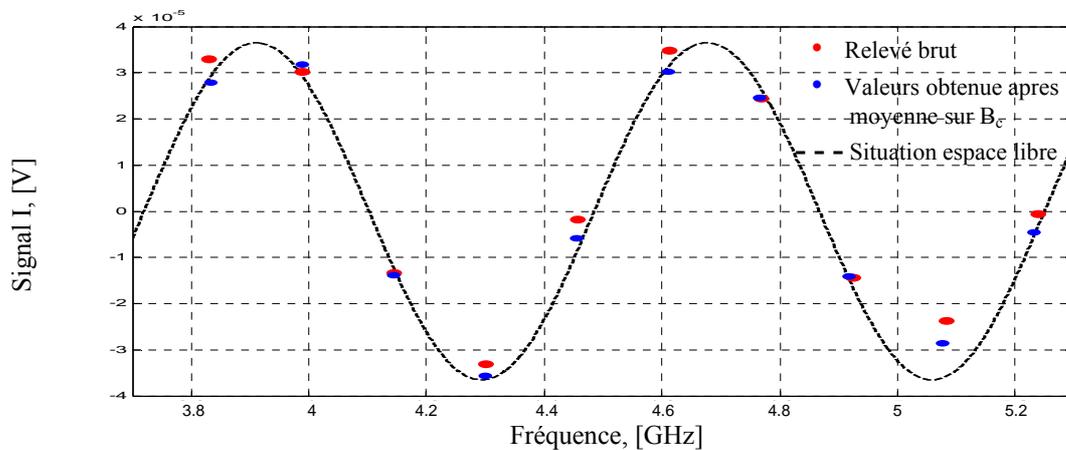


Figure II. 19 : Signal I après traitement entre les fréquences 3.7GHz et 5.3GHz (Bande d'intégration $\delta F=500MHz$, $B=10cm$)

La courbe de la figure II-20 montre que l'étalement spectral supérieur ou égal à la bande de cohérence du canal défini paragraphe III.1.2 permet de réduire sensiblement l'impact des trajets multiples puisque les points ainsi traités sont très proches du cas espace libre. Une fois cette opération d'intégration effectuée, on peut comme pour le cas multi porteuses procéder à une interpolation en vue de remonter à la valeur la plus vraisemblable de la TDOA.

La validation expérimentale effectuée en chambre anéchoïque permet de conforter la modélisation effectuée aux paragraphes précédents. On poursuit cette validation en réalisant maintenant une série de mesures en milieu confiné et en bande millimétrique.

III.2.2 Mesures en milieu confiné en bande millimétrique à 60 GHz

Le banc utilisé pour cette opération est donné Figure II. 20. Il utilise la topologie dite endogène et intègre donc le système de répartition des signaux entre les antennes d'émission

A_1 et A_2 . La source est un synthétiseur Agilent 83650L balayant la totalité de la bande visée. La répartition et l'extinction des signaux sur les deux branches sont réalisées par un ensemble coupleur-atténuateur. Les antennes A_1 et A_2 sont des guides rectangulaires de type WR15 séparés par une base B de 15cm Figure II. 20.

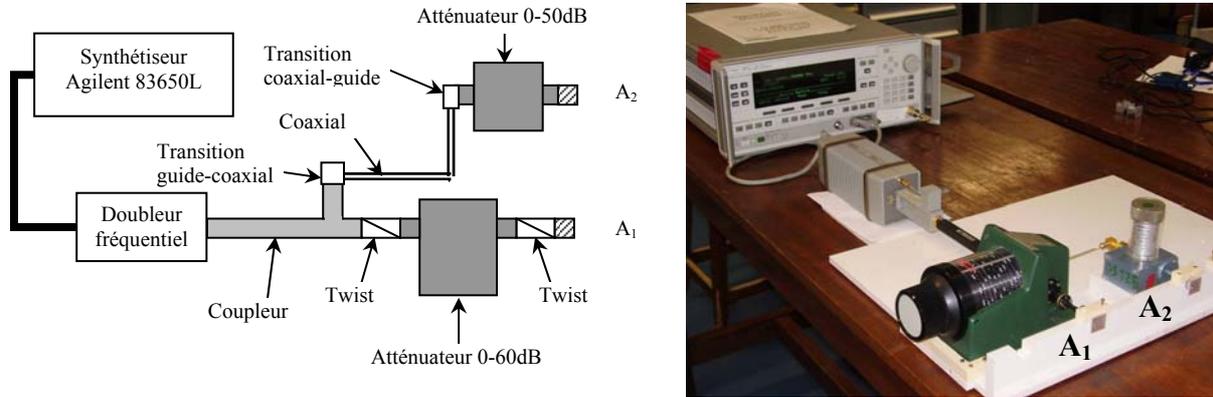


Figure II. 20 : Schéma et photographie de la tête d'émission utilisée pour la validation en gamme millimétrique

En réception, Figure II. 21, le signal arrive sur l'antenne A_0 et est abaissé en fréquence par un démodulateur hétérodyne réalisé en technologie MMIC ED 0.2 AH de chez OMMIC. Le signal reçu est mélangé à un signal IF de 7GHz généré par un synthétiseur Agilent 8318. En sortie, le résultat est détecté par une unité de démodulation AgilentE8408A intégrée sur bus VXI, dont la bande de détection, pour des considérations de bruit, est choisie très étroite (quelque KHz) et le temps d'observation fixé à 100ms. Ensuite, le signal utile est lu via une interface graphique sur un ordinateur portable.

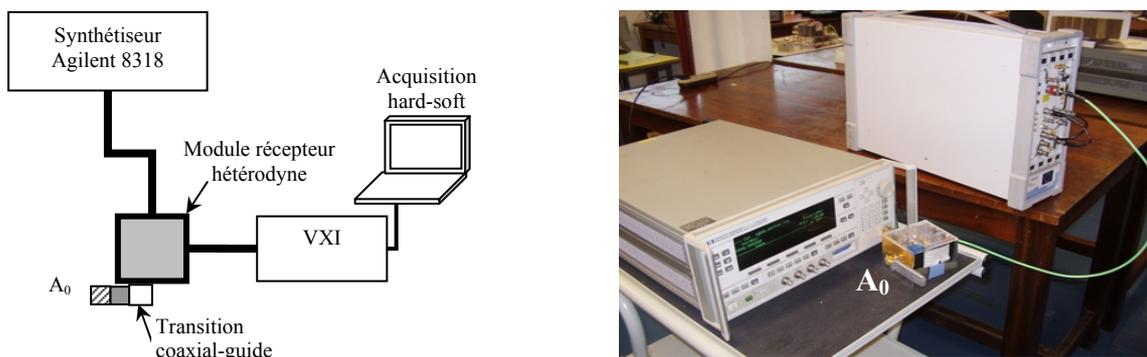


Figure II. 21 : Schéma et photographie du récepteur modulaire hétérodyne utilisé pour la validation en gamme millimétrique

Dans cette série de test, l'objectif est de mettre en évidence les différentes situations étudiées dans le cas mono porteuse, multi porteuses et multi porteuses à spectre étalé.

L'expérimentation est réalisée dans le sous sol du laboratoire. C'est une pièce de grande dimension constituant un canal indoor considéré comme stationnaire.

L'émission de type mono porteuse permet d'obtenir le signal I illustré sur la Figure II. 22. La mesure est toujours entachée d'une faible erreur mais qui peut s'avérer rédhibitoire sur la précision de localisation fondée sur la mesure de phase.

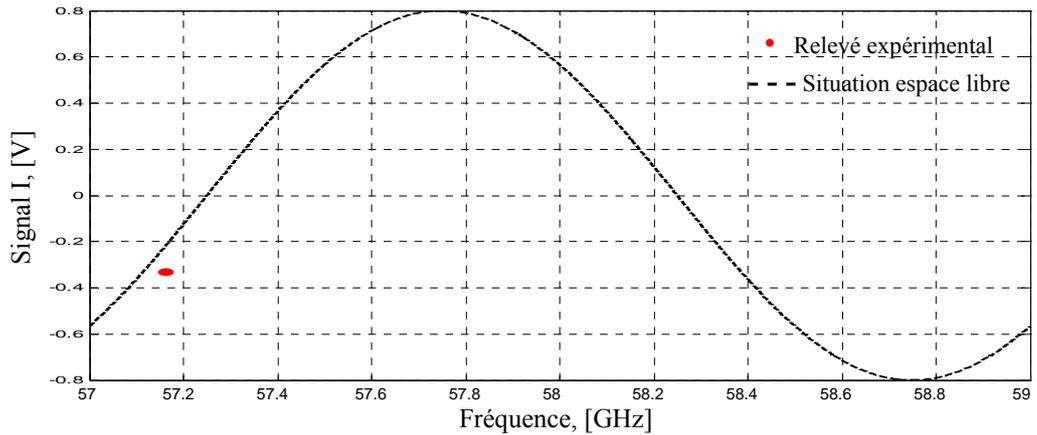


Figure II. 22 : Signal I relevé à la fréquence $F=57.17\text{GHz}$ ($B=16\text{cm}$).

Dans le cas multi porteuse, on évalue un peu mieux l'impact des trajets qui peuvent toutefois être réduits moyennant une interpolation.

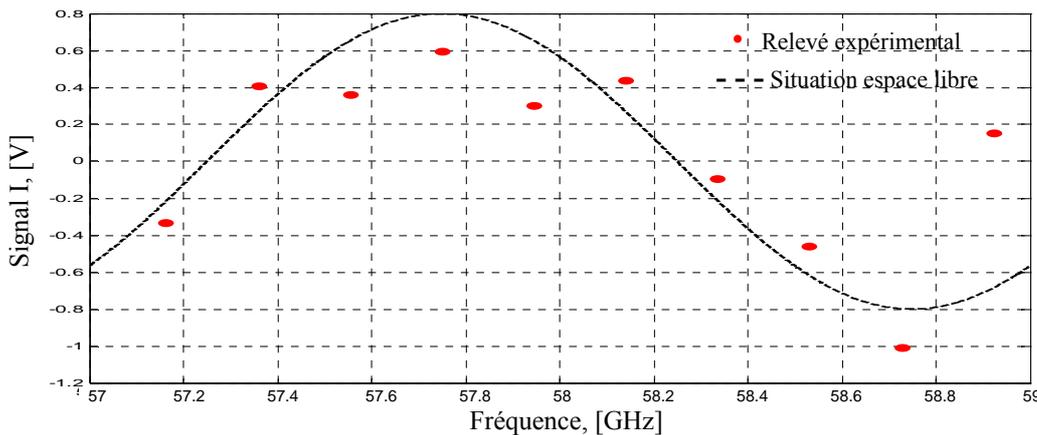


Figure II. 23 : Signal I relevé entre les fréquences $F_1=57.17\text{GHz}$ et $F_2=58.925\text{GHz}$, par pas de 195MHz , ($B=16\text{cm}$)

La solution multi porteuses à spectre étalé, qui consiste, comme nous l'avons évoqué précédemment à considérer un nombre important de fréquences et de déduire les points des

signaux I-Q après moyennage sur une bande d'environ 500MHz. Les effets des trajets multiples sont clairement établis (Figure II. 24) et notablement réduits (Figure II. 25) après intégration. L'interpolation peut alors être conduite.

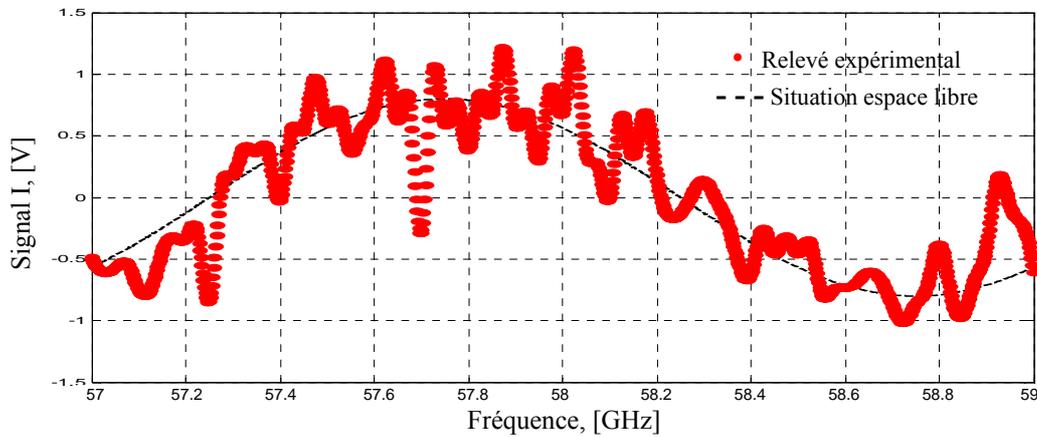


Figure II. 24 : Signal I brut relevé entre 57GHz et 59GHz ($B=16\text{cm}$)

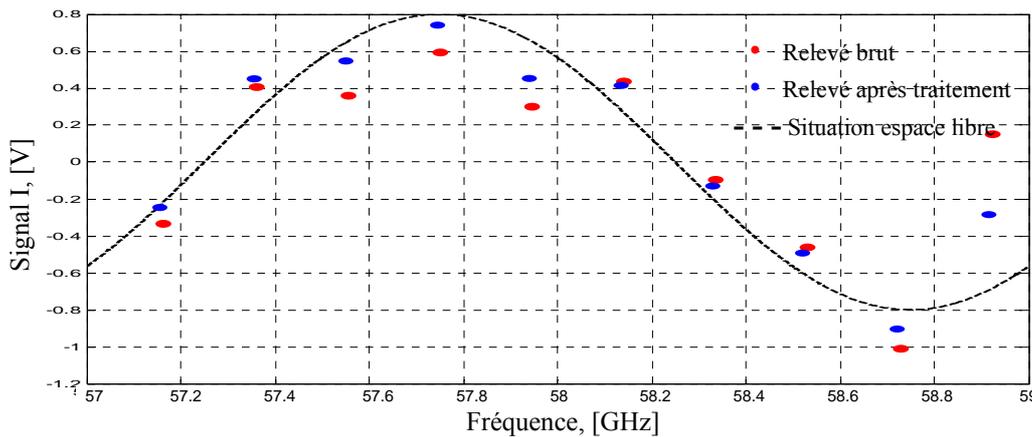


Figure II. 25 : Signal I après traitement relevé entre 57GHz et 59GHz (Bande d'intégration $\delta F=500\text{MHz}$, $B=16\text{cm}$)

Ces résultats montrent que la solution privilégiée pour accéder à la localisation de plusieurs objets communicants est une solution endogène fondée sur la mesure de la TDOA obtenue par le biais d'une interférométrie multi porteuses à spectre étalé ou ULB.

Compte tenu de la discrimination faite, dans le domaine spectral, entre chemins directs et chemins dûs aux trajets multiples, ces études ont inspiré naturellement un champ, connexe à celui de la localisation, qui est le sondage de canal. Nous avons à cette occasion mis au point une nouvelle technique de sondage de canal dite interférométrique qui permet de s'affranchir des problèmes de synchronisation régulièrement rencontrés dans la caractérisation classique

de canal. Toutefois cette méthode ne permet pas d'obtenir la vraie réponse impulsionnelle mais la réponse impulsionnelle différentielle. L'extraction de la bande de cohérence ou l'étalement des retards de cette réponse reste toutefois possible.

IV Sondage de canal interférométrique

IV.1 Introduction

Nous avons vu dans l'étude fréquentielle précédente que le phénomène de réflexion induit par l'environnement fixe ou mobile, influence la forme des signaux utiles aux procédés de localisation interférométrique. Les études montrent que ce canal évolue significativement en fonction des déplacements des objets [xxiv], [xxv], [xxvi]. Par conséquent, la connaissance de ces réflexions peut permettre de se prémunir de leurs impacts. Un sondage effectué en temps réel est de nature à améliorer l'efficacité aussi bien des algorithmes de localisation que des algorithmes d'égalisation adaptative des systèmes de télécommunication [xxvii].

Pour s'affranchir du lien matériel utilisé pour synchroniser le couple émetteur-récepteur, on utilise, comme le veut l'approche interférométrique, une seconde antenne de réception qui joue le rôle de référence généralement joué par l'émetteur. Nous introduisons donc le concept de réponses impulsionnelles différentielles.

Nous envisageons dans ce paragraphe de valider cette approche de manière expérimentale d'apporter une réponse au problème de résolution en proposant des solutions fondées sur les méthodes hautes résolutions et enfin de traiter le cas de signaux réfléchis de très faible amplitude.

Nous réutilisons, pour mettre en œuvre cette nouvelle approche, la configuration de la Figure II. 9 et mettons à profit la possibilité de séparer les différentes TDOA selon leur signature spectrale.

IV.2 Expérimentation

Dans les mêmes conditions que précédemment, c'est-à-dire en opérant dans les gammes 3.7-5.3GHz en chambre anéchoïque et 57-59GHz dans une pièce de notre laboratoire, nous cherchons à mesurer l'impact d'une plaque métallique de dimension donnée qui joue le rôle de réflecteur.

IV.2.1 Mesures en chambre anéchoïque à 4.5GHz

La première situation s'appuie sur le démonstrateur utilisé dans l'étude fréquentielle précédente. Une porteuse balayant les fréquences de 3.7 à 5.3GHz par pas de 25MHz, générée par le synthétiseur, est émise en direction des antennes A_1 et A_2 séparées par une base B de 10cm.

Chacune de ces antennes est connectée à une voie de l'oscilloscope numérique 40 GigaSample. La partie réception s'effectue numériquement puisque la détection de niveau du signal est réalisée après une multiplication hermitienne des deux voies. Les différentes mesures sont concaténées pour former, dans le domaine fréquentiel la fonction de transfert S_{21} .

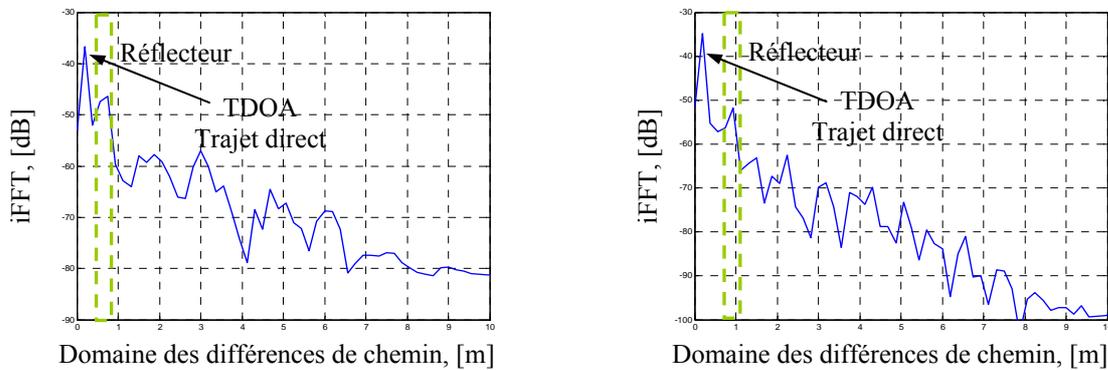


Figure II. 26: Déplacement d'un réflecteur (30*30cm) en deux positions ($F_c=4.5\text{GHz}$, $\Delta F=1.6\text{GHz}$, $B=10\text{cm}$)

Le but de cette mesure (Figure II. 26) est de mettre en évidence la présence des réflexions dues à un réflecteur placé en 2 endroits dont les positions sont connues et de valider le modèle défini par la matrice d'intermodulations M (Eq II.13). La raie d'amplitude maximale correspond à la TDOA liée aux 2 trajets directs. La raie localisée dans le domaine des PLD à $\text{PLD}=0.75\text{m}$, correspond à la présence de la plaque. Cette position varie en fonction de la position de la plaque et permet de valider le modèle utilisé.

IV.2.2 Mesures en milieu confiné à 59GHz

Il est nécessaire dans le contexte choisi de mettre en œuvre cette technique interférométrique dans la gamme millimétrique davantage en cohérence avec les applications du contexte visé. Pour cette mesure, nous utilisons la solution endogène, puisque l'émission est cette fois effectuée simultanément par les antennes A_1 et A_2 qui sont séparées par une base B de 16 cm. Il est bien évident que cette mesure est réalisée pour valider la méthode, puisqu'il

est considéré qu'il y a différence de canal pour deux antennes séparées d'une demi longueur d'onde.

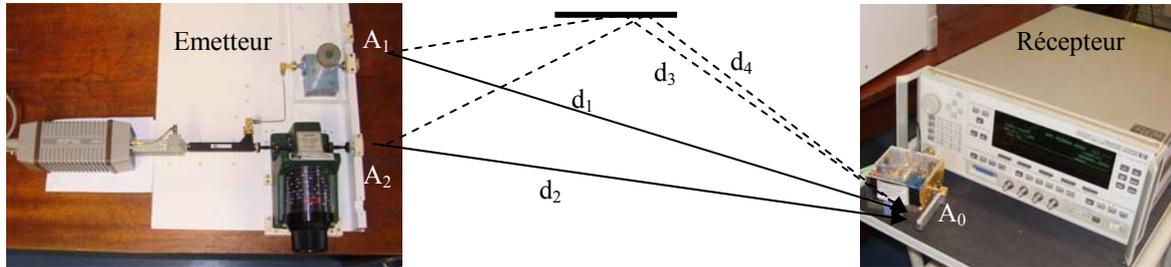


Figure II. 27: Liaison émetteur-récepteur avec réflecteur à 57-59GHz

En réception, l'antenne A_0 reçoit le signal composé de toutes les intermodulations, il est abaissé en fréquence par un démodulateur hétérodyne dont l'oscillateur local de 7GHz est fourni par un synthétiseur. Le niveau du signal de sortie est ensuite détecté par démodulation AgilentE8408A

Comme dans les études précédentes, la mesure consiste à retrouver l'influence des trajets réfléchis sur la propagation et d'en déduire les retards liés à cette perturbation.

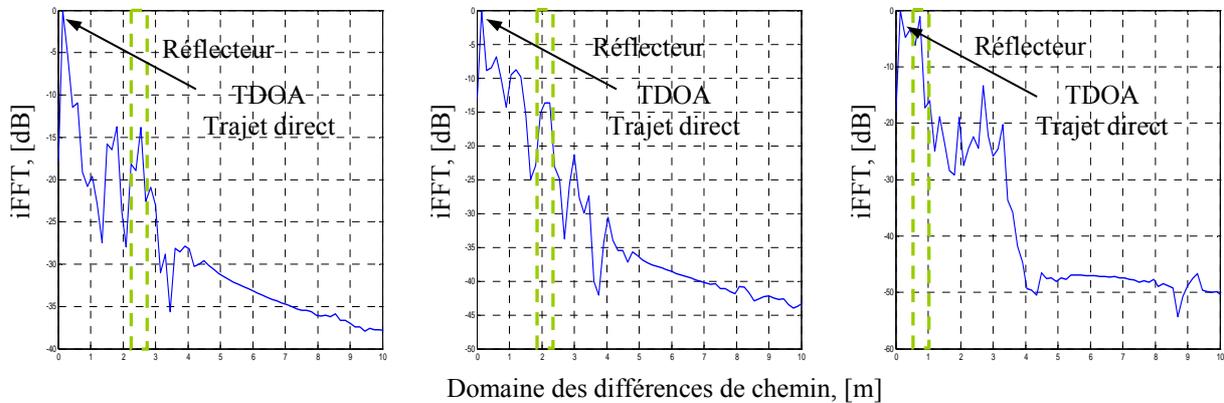


Figure II. 28: Déplacement sur trois positions d'un réflecteur ($F_c=57\text{GHz}$, $\Delta F=2\text{GHz}$, $B=16\text{cm}$)

Nous avons placé un réflecteur métallique de 40*40cm comme indiqué dans la Figure II. 27 et l'avons placé successivement en trois positions connues et mesurées. Le résultat montre bien un déplacement des pics en totale cohérence avec les positions attendues.

Nous disposons donc là, d'un outil qui permet d'estimer en temps réel, le canal par une méthode interférométrique.

Cette possibilité est très pertinente, au regard de la localisation qui exploite le pic de TDOA la plus faible.

IV.3 Exploitation des signaux par une méthode Haute Résolution

IV.3.1 Introduction

La grande majorité des traitements effectués dans le cadre de sondage de canal est fondée sur un traitement basé sur la transformée de Fourier inverse. La résolution espérée est donnée par le critère de Rayleigh et est fonction de la bande passante. D'autres méthodes fondées sur une approche purement mathématique permettent de dépasser cette limite. Dans ce cas, la résolution est liée uniquement au temps d'observation. Parmi ces méthodes HR, on évoque l'algorithme MuSiC [xxviii].

IV.3.2 Mise en oeuvre

Cet algorithme exploite la décomposition de l'espace d'observation en deux sous espaces, un sous espace signal et un sous espace bruit. En admettant que le bruit et le signal sont parfaitement décorrelés, l'observation de l'orthogonalité des deux sous espaces permet d'accéder à l'estimation des différents retards.

Nous travaillons avec un signal reçu Eq II. 20 dans lequel K est le nombre de trajets, b est un bruit blanc et i le nombre d'échantillons pour chaque fréquence N . Le pas fréquentiel est Δf .

$$\mathbf{x}(f_i) = \sum_{k=1}^K \left(\alpha_k \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot \tau_k} \right) e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t} + \mathbf{b}(f_i) \quad \text{Eq II. 20}$$

On peut alors admettre que la forme simple de ce signal s'exprime par :

$$\mathbf{x} = \mathbf{H} + \mathbf{b} = \mathbf{V} \mathbf{a} + \mathbf{b} \quad \text{Eq II. 21}$$

avec :

- $\mathbf{x} = [x(0) \ x(1) \ \dots \ x(N-1)]^T$ le vecteur du signal,
- $\mathbf{a} = [\alpha'_0 \ \alpha'_1 \ \dots \ \alpha'_K]^T$ et $\alpha'_k = \alpha_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k}$ le vecteur des amplitudes,
- $\mathbf{b} = [b(0) \ b(1) \ \dots \ b(N-1)]^T$ le vecteur de bruit,

- $V = [v(\tau_0) \ v(\tau_1) \ \dots \ v(\tau_K)]^T$ avec $v(\tau_k) = [1 \ e^{-j2\pi\Delta f\tau_k} \ \dots \ e^{-j2\pi(N-1)\Delta f\tau_k}]^T$ est la matrice de modèle temporel de taille $N \times K$.

La matrice interspectrale des vecteurs d'observations, encore appelée de covariance d'observation R , est définie par :

$$R = E(x \cdot x^H) \quad \text{Eq II. 22}$$

cette matrice peut également s'exprimer par :

$$R = AR_s A^H + \sigma^2 I \quad \text{Eq II. 23}$$

elle se met alors sous la forme d'une somme d'une matrice covariance non bruitée donnée par $AR_s A^H$ et d'une matrice covariance de bruit donnée par $\sigma^2 I$. L'espace non bruité étant décrit par k vecteurs directionnels, la matrice non bruitée possède k valeurs propres non nulles et il en est de même pour la matrice R . Les $N-k$ valeurs propres restant décrivent l'espace bruit et valent σ^2 .

Ainsi les valeurs propres μ de R peuvent s'écrire :

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_K \geq \mu_{K+1} = \mu_{K+2} = \dots = \mu_N = \sigma^2 \quad \text{Eq II. 24}$$

Les vecteurs propres de R sont notés $\{e_1 \ e_2 \ \dots \ e_N\}$.

Les vecteurs propres liés aux plus petites valeurs propres sont orthogonaux aux vecteurs propres de l'espace signal. Ainsi on peut définir une fonctionnelle qui cherche les « zéros » du produit scalaire. En réalisant un balayage, dans le domaine des TDOA, et en cherchant les « zéros » du produit scalaire entre ces deux vecteurs, on peut donc déterminer les temps de retards d'intérêt. En réalité, on observe l'inverse du produit scalaire, ce qui revient à observer les maxima de la fonctionnelle Music qui s'appelle alors pseudo spectre. Cet algorithme existe sous l'environnement Matlab6.5 sous le nom : Pmusic. Nous utilisons pour toutes nos simulations ce programme.

IV.3.2.1 Mise en œuvre dans le cadre de la TOA

Nous développons cette étude sur Music d'abord sur le cas simple donné Figure II. 29. Le signal est émis dans un canal sans réflexion augmenté d'un bruit blanc gaussien.

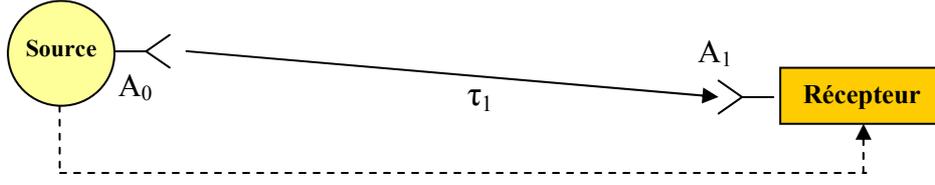


Figure II. 29: Schéma d'une propagation avec synchronisation

En posant N le nombre de fréquence reçu et n le nombre d'échantillon temporel, le signal qui arrive sur l'antenne A_1 peut être exprimé par la matrice V_1 :

$$V_1(N,n) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\tau_1 - t_1)} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\tau_1 - t_2)} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\tau_1 - t_n)} \\ \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_1)} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_2)} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_n)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_1)} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_2)} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot (\tau_1 - t_n)} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 25}$$

Le signal provenant de la synchronisation peut également être défini par V_2

$$V_2(N,n) = \begin{bmatrix} e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_1} & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_2} & \dots & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t_n} \\ e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot t_1} & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot t_2} & \dots & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot t_n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot t_1} & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot t_2} & \dots & e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot t_n} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 26}$$

A la matrice résultante du produit Hadamard $V_1 \cdot V_2$ est ajouté la matrice de bruit de taille $N \times n$.

$$X(N,n) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau_1} + b_{1 \ 1} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau_1} + b_{1 \ 2} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau_1} + b_{1 \ n} \\ \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{2 \ 1} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{2 \ 2} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{2 \ n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{N \ 1} & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{N \ 2} & \dots & \alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot \tau_1} + b_{N \ n} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 27}$$

La partie intégration du récepteur permet de réaliser un moyennage cohérent du signal avant son traitement par l'algorithme Pmusic.

$$\mathbf{X(N)} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_1^n (\alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \tau_1} + \mathbf{b}_{1 \text{ nech}})}{n} \\ \frac{\sum_1^n (\alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + 2 \cdot \Delta f) \cdot \tau_1} + \mathbf{b}_{2 \text{ nech}})}{n} \\ \vdots \\ \frac{\sum_1^n (\alpha_1 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot \tau_1} + \mathbf{b}_{N-1 \text{ nech}})}{n} \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 28}$$

La première simulation est réalisée pour un cas idéal puisqu'il n'y a pas de réflexions, seul le LOS est présent. Le rapport signal à bruit est de -9.9dB.

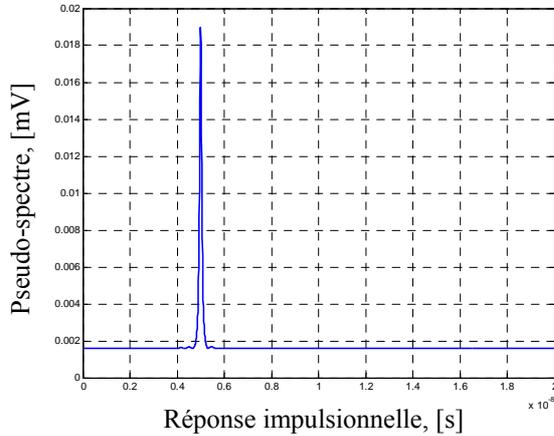


Figure II. 30 : Pseudo spectre d'une propagation 1 LOS

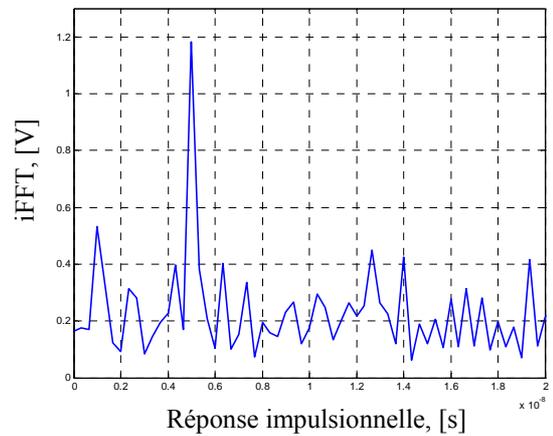


Figure II. 31 : iFFT d'une propagation 1 LOS

En comparant la réponse MuSiC par rapport à la réponse classique obtenue par iFFT, nous observons une plus grande sélectivité de la raie à 5ns (Figure II. 30) avec MuSiC. Compte tenu des conditions de travail ($\Delta F = 3\text{GHz}$), la résolution de la iFFT (Figure II. 31) est de 333,3ps, alors que la solution MuSiC, compte tenu du rapport signal à bruit considéré et du temps d'observation, montre une résolution dix fois meilleures soit environ 30ps.

IV.3.2.2 Mise en œuvre dans le cadre de la TDOA

Les résultats de simulations qui viennent d'être présentés, doivent maintenant être validés sur une situation expérimentale de type différentielle, c'est à dire en considérant les TDOA. Le modèle de signal proposé dans le cadre du sondeur interférométrique est décrit dans ce qui suit :

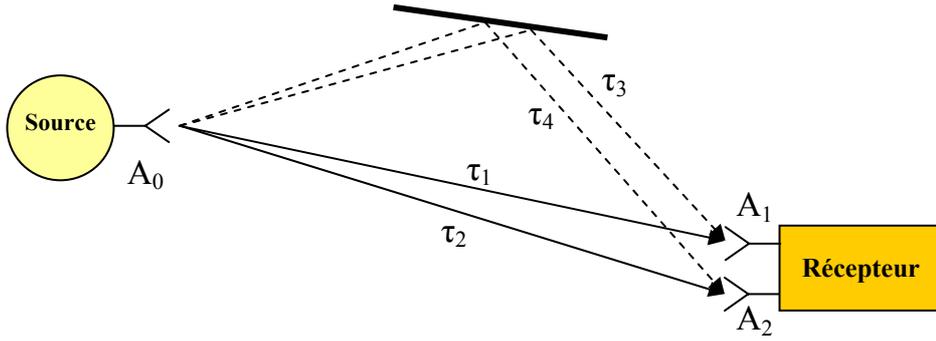


Figure II. 32 : Schéma d'une propagation interférométrique avec réflecteur

Les deux antennes Figure II. 32 reçoivent des signaux de même nature mais qui diffèrent en amplitude et en retard. Ces deux signaux sont mélangés puis augmentés d'un bruit blanc gaussien noté b .

La matrice d'observation en sortie du détecteur est exprimée par :

$$\mathbf{X}(\mathbf{N}, \mathbf{n}) = \begin{bmatrix} \sum_1^n \left(\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\tau_1 - \tau_2)} + \alpha_1 \cdot \alpha_4 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\tau_1 - \tau_4)} + \dots + b_0 \right) \\ \sum_1^n \left(\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot (\tau_1 - \tau_2)} + \alpha_1 \cdot \alpha_4 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + \Delta f) \cdot (\tau_1 - \tau_4)} + \dots + b_1 \right) \\ \vdots \\ \sum_1^n \left(\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot (\tau_1 - \tau_2)} + \alpha_1 \cdot \alpha_4 \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot (f_0 + (N-1) \cdot \Delta f) \cdot (\tau_1 - \tau_4)} + \dots + b_{N-1} \right) \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 29}$$

Ici encore nous commençons par considérer un cas idéal où il n'y a que les deux trajets LOS et aucune réflexion. Les trajets d_1 et d_2 sont choisis tels que le PLD $\Delta d = 30 \text{ cm}$, soit une TDOA de 1 ns . Le rapport signal à bruit est de -0.16 dB .

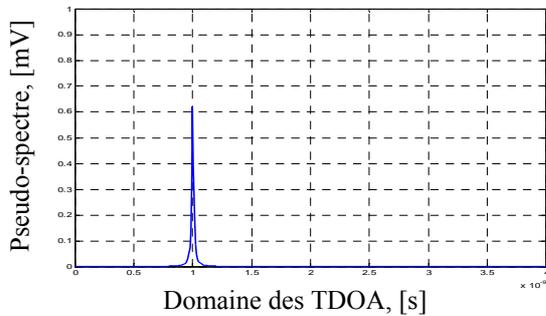


Figure II. 33 : Pseudo spectre d'une propagation interférométrique à 2 LOS

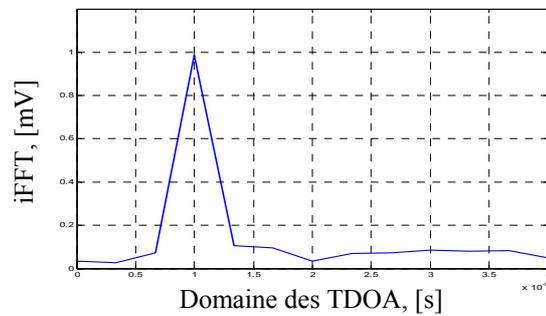


Figure II. 34 : iFFT d'une propagation interférométrique à 2 LOS

Les Figure II. 35 et II. 36 montrent la plus grande sélectivité de Music comparé au cas iFFT. Nous poursuivons notre étude en considérant une situation plus réaliste. Nous ajoutons deux trajets multiples notés NLOS₃ et NLOS₄ qui sont décrits par leur retard τ_3 et τ_4 . Les temps de propagation considérés dans cet exemple sont :

$$\tau_1=8\text{ns},$$

$$\tau_2=13\text{ns},$$

$$\tau_3=35\text{ns},$$

$$\tau_4=45\text{ns}.$$

Les différences de temps de trajets sont alors

$$\tau_1-\tau_2=5\text{ns (LOS}_1\text{-LOS}_2\text{)},$$

$$\tau_1-\tau_4=37\text{ns (LOS}_1\text{-NLOS}_4\text{)},$$

$$\tau_3-\tau_2=22\text{ns (NLOS}_3\text{-LOS}_2\text{)},$$

$$\tau_3-\tau_4=10\text{ns (NLOS}_3\text{-NLOS}_4\text{)}$$

Le rapport signal à bruit est de -3dB.

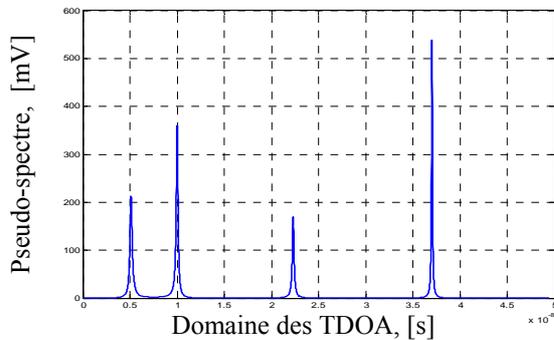


Figure II. 35 : Pseudo spectre d'un canal à 2LOS et 2NLOS

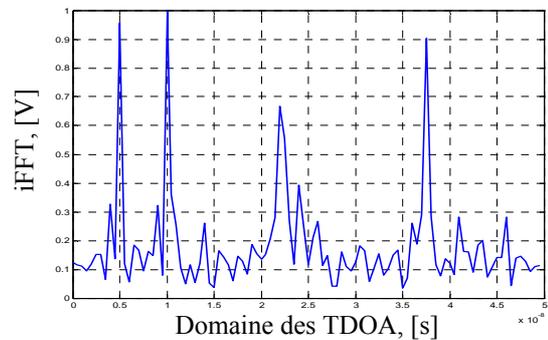


Figure II. 36 : iFFT d'un canal à 2LOS et 2NLOS

Les quatre pics attendus dans le pseudo-spectre sont bien présents dans les deux cas (Music et iFFT) avec toutefois des artefacts de pics pour la iFFT qui peuvent en limiter les performances. Cette observation valide la pertinence d'une telle approche et on se dirige maintenant vers son application aux différentes situations expérimentales que nous avons rencontrées.

Les cas étudiés en simulation supposent parfaitement décorrélés les signaux bruits et les signaux utiles. Cette hypothèse reste vérifiée, si on procède avant traitement à un lissage spatial des mesures en procédant à la génération de sous-réseaux. L'observable est alors réduit à $N_e - N$ vecteurs.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(0) & \mathbf{x}(1) & \mathbf{x}(2) & \dots & \mathbf{x}(N_e - N) \\ \mathbf{x}(1) & \mathbf{x}(2) & \mathbf{x}(3) & \dots & \mathbf{x}(N_e - N + 1) \\ \mathbf{x}(2) & \mathbf{x}(3) & \mathbf{x}(4) & \dots & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{x}(N) & \mathbf{x}(N + 1) & \dots & & \mathbf{x}(N_e) \end{bmatrix} \quad \text{Eq II. 30}$$

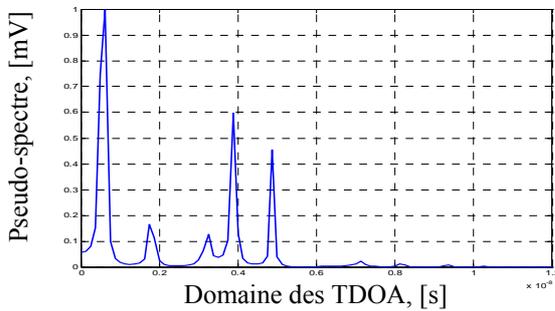


Figure II. 37: Pseudo spectre d'une propagation avec réflecteur de position fixe ($F_c=58\text{GHz}$, $\Delta F=2\text{GHz}$, $B=16\text{cm}$, $TDOA=600\text{ps}$)

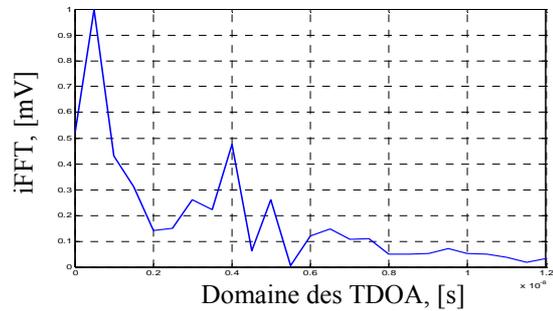


Figure II. 38 : iFFT d'une propagation avec réflecteur de position fixe ($F_c=58\text{GHz}$, $\Delta F=2\text{GHz}$, $B=16\text{cm}$, $TDOA=600\text{ps}$)

Nous confirmons encore une fois la supériorité de Music sur la iFFT, puisque les TDOA y sont mieux décrites. Pour un LOS de $PLD=18\text{cm}$, soit une $TDOA = 600\text{ps}$, la iFFT montre un pic à 500ps , alors que Music montre un pic à 625ps .

Nous avons vu que l'utilisation de l'algorithme MuSiC peut être pertinente aussi bien pour une mesure de type TOA que dans le cas des TDOA. Deux problèmes freinent toutefois l'exploitation de l'algorithme MuSiC. Le premier est dû au caractère purement mathématique de l'algorithme, en effet le niveau des pics dans le pseudo-spectre n'a aucun lien avec la puissance transportée par le trajet. Pour contrer cette lacune, on peut faire cohabiter les deux systèmes Music et iFFT. Music permet d'avoir, dans le domaine des temps ou différences de temps de retards, une résolution en temps (ou en TDOA) découplée de la bande passante et la iFFT permet d'avoir pour chaque trajet détecté par Music le niveau puissance qui lui est associé. Cette association est d'autant plus pertinente qu'on se propose dans ce qui suit une approche qui permet d'augmenter la résolution en amplitude en détectant des signaux réfléchis de faible amplitude.

V Mesure des signaux réfléchis de faible amplitude

Ce type de sondage de canal très adapté au système de localisation que nous visons, permet outre la détermination d'une réponse impulsionnelle différentielle du canal, soit dans le domaine des TDOA, de détecter des trajets multiples dont le niveau de puissance est très faible. En effet, bien que de niveau très faible, ces trajets multiples peuvent dégrader sensiblement la précision de localisation lorsque celle-ci est fondée sur la mesure de la phase d'une porteuse. Rappelons que cette approche reste la plus performante en terme d'erreur de localisation pourvu que le canal soit bien décrit

Par conséquent si l'on sait mesurer avec une grande précision la réponse d'un canal, on peut « réhabiliter » les systèmes de localisation, opérant en indoor et fondés sur l'exploitation de la phase d'une porteuse.

Pour réaliser ce type de mesure et améliorer la résolution en amplitude, la seule solution proposée jusque là est l'augmentation de la dynamique du récepteur notamment par diminution de la bande passante. Cette solution n'est donc pas appropriée pour les applications ULB. On propose ici d'augmenter la dynamique apparente du récepteur sans en modifier les caractéristiques (bande passante, linéarité,...)

V.1 Principe de la méthode

Après avoir élaboré une théorie simple de modélisation de canal dans ce chapitre au paragraphe IV.2, en considérant une approche de type interférométrique large bande, il faut maintenant définir, à des fins de mesures précises, les moyens ad hoc pour réaliser une sorte d'amplification des trajets multiples sans amplifier les trajets directs généralement de niveau de puissance plus élevé. On retrouve ce type d'approche dans les techniques dites de coronographie interférométrique utilisée par les radio astronomes pour détecter la présence d'une exo planète dans la couronne d'une étoile [xxix], [xxx] et [xxxi].

Dans la configuration étudiée, nous supposons que le canal de transmission, de type ricien, est une pièce constituée de murs, considérés comme des réflecteurs modérés et donc générateurs de signaux réfléchis NLOS (*Non Line Of Sight*) de faible amplitude. L'objectif visé est de détecter ces signaux en réduisant au maximum l'effet des trajets directs ou LOS (*Line Of Sight*) susceptibles de les masquer. Cette façon d'opérer contribue à augmenter la dynamique apparente du récepteur.

Le signal micro-onde de test, balayé en fréquence et rayonné par l'intermédiaire d'une antenne omnidirectionnelle A_0 , est transmis, via ce canal multi trajets, à un récepteur composé de deux antennes A_1 et A_2 , séparées par une base B. Les signaux en sortie des antennes (A_1 et A_2) sont traités par un récepteur différentiel qui effectue une détection non linéaire. De ce mélange de signaux résulte le signal de sortie S qui contient, comme nous l'avons vu au paragraphe III.1.1, par conséquent toutes les intermodulations entre les différents trajets, partant de A_0 et arrivant à A_1 et A_2 contenues dans la matrice M.

$$S = \sum \text{coeff}(M) \quad \text{Eq II. 31}$$

Pour observer de plus petites contributions de type NLOS-NLOS, on se propose de réduire les signaux LOS-LOS qui procurent la TDOA $\tau_{\text{LOS}} = \tau_1 - \tau_2$, et par conséquent, de mettre en valeur les contributions LOS-NLOS et accessoirement les signaux NLOS-NLOS.

L'expression analytique de S, compte tenu de la très faible amplitude des termes de second ordre, peut être approchée par $S = I + jQ$ avec :

$$\begin{aligned} I &\approx E_1 E_2 \cos(\omega \tau_{\text{LOS}}) + \sum_i E_1 E_{2i} \cos(\omega \tau_{\text{NLOS}i1}) + E_{(2i+1)} E_2 \cos(\omega \tau_{\text{NLOS}i2}) = I_{\text{LOS}} + \sum I_{\text{NLOS}} \\ Q &\approx E_1 E_2 \sin(\omega \tau_{\text{LOS}}) + \sum_i E_1 E_{2i} \sin(\omega \tau_{\text{NLOS}i1}) + E_{(2i+1)} E_2 \sin(\omega \tau_{\text{NLOS}i2}) = Q_{\text{LOS}} + \sum Q_{\text{NLOS}} \end{aligned} \quad \text{Eq II. 32}$$

L'objectif visé consiste à réduire les termes ILOS ou QLOS qui sont en dehors du terme somme. Cette opération peut être menée dans le domaine temporel, dans le domaine spatial, et enfin dans le domaine fréquentiel.

V.1.1 Approche temporelle

La solution temporelle consiste à atténuer les premiers termes I_{LOS} ou Q_{LOS} de l'équation II.31 en annulant le terme $\tau_{\text{LOS}} = \tau_1 - \tau_2$. Pour annuler, par exemple le terme Q_{LOS} , il faut que τ_{LOS} soit égal à 0. Par conséquent comme $\tau_{\text{LOS}} = \tau_1 - \tau_2$, le retard τ_1 doit être égal à τ_2 . L'ajout d'un retard sur une des deux branches du récepteur permet d'obtenir cette égalité.

Pour illustrer ce principe, une simulation a été effectuée sous le logiciel ADS (Advanced Design System) avec un système simple : deux trajets directs et deux réflexions. Dans un premier temps, tous les retards sont contenus dans le signal Figure II. 39. La iFFT de ce signal (Figure II. 40) montre la forte présence des contributions LOS qui masquent certaines contributions et notamment les NLOS-NLOS.

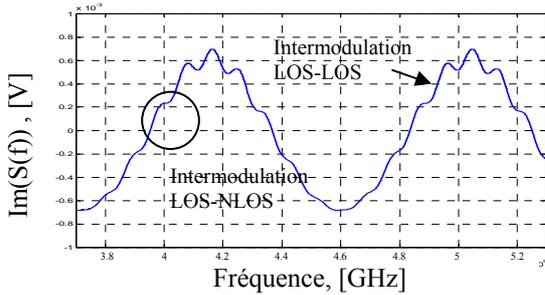


Figure II. 39 : Signal d'intermodulation détecté (domaine fréquentiel)

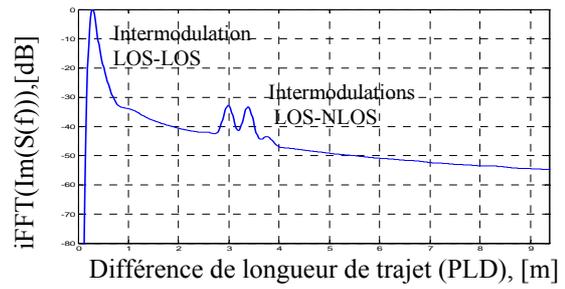


Figure II. 40 : Signal d'intermodulation détecté (domaine spatial)

L'annulation ou la réduction du signal QLOS par compensation des temps de retard (Figure II. 41) permet d'amplifier le signal résultat sans risquer d'arriver à la saturation. Les contributions autres que LOS-LOS sont ainsi amplifiées et c'est ce qui nous permet d'affirmer que la dynamique apparente du récepteur est augmentée. On montre Figure II. 41 et Figure II. 42, le résultat de cette opération où ne subsistent dans la réponse impulsionnelle différentielle que les contributions LOS-NLOS. Naturellement on peut procéder ainsi pour d'autres contributions et réaliser ainsi une sorte de « zoom » des effets des trajets multiples et privilégier l'analyse d'une TDOA particulière ou d'un groupe de TDOA (cluster).

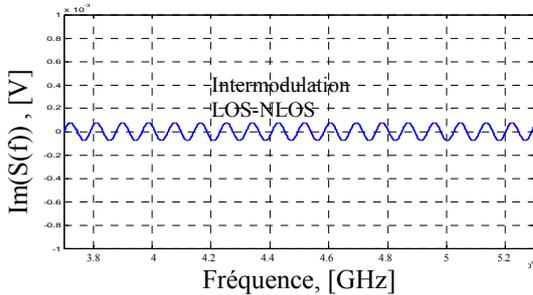


Figure II. 41 : Signal d'intermodulation après annulation de la contribution LOS-LOS (domaine fréquentiel)

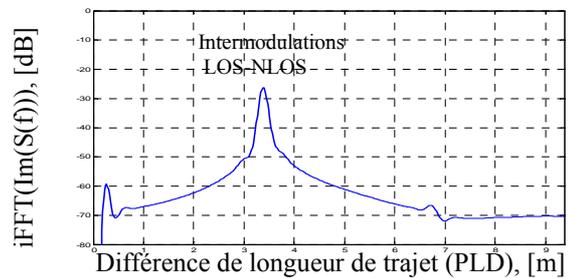


Figure II. 42 : Signal d'intermodulation après annulation de la contribution LOS-LOS (domaine spatial)

V.1.2 Approche spatiale

La seconde possibilité consiste à réaliser cette compensation en procédant à un arrangement géométrique tel que $\tau_{LOS}=0$. Dans ce cas, comme le montre la Figure II. 43, le centre de phase de l'antenne d'émission A_0 doit être le centre d'un cercle lieu des centres de phase des antennes de réception A_1 et A_2 .

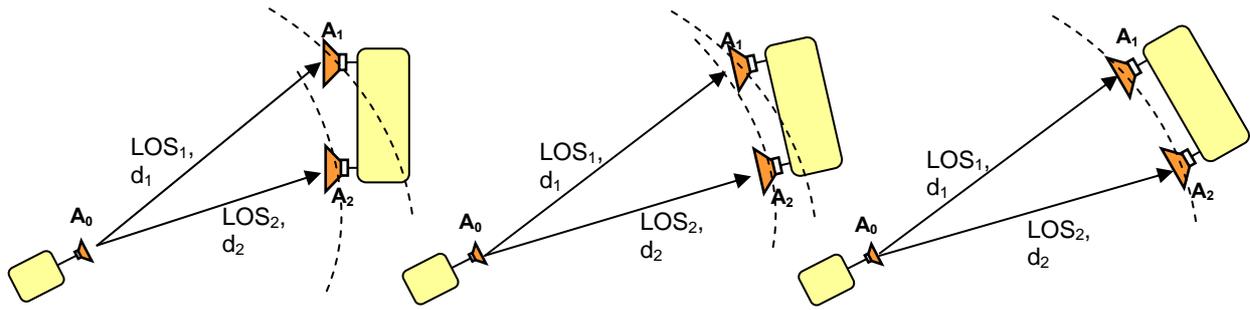


Figure II. 43 : Procédé d'approche spatiale

Nous montrons un exemple de simulation (Figure II. 44) de la partie imaginaire du signal de sortie S , dans une configuration de canal à quatre trajets, c.-à-d. deux signaux LOS et deux signaux NLOS. Nous précisons également que les deux signaux NLOS ont respectivement des amplitudes relatives de 40dB et 80dB inférieures au signal LOS pris comme référence.

Les paramètres de modélisation sont : la largeur de bande d'analyse est de 2GHz entre 57GHz et 59GHz, la base B est égale à 15 centimètres et τ_{LOS} est égal à la valeur maximale B/c .

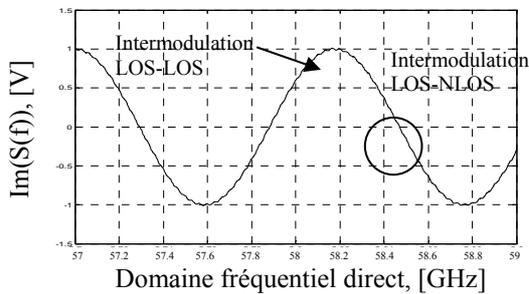


Figure II. 44 : Signal d'intermodulation détecté (domaine fréquentiel)

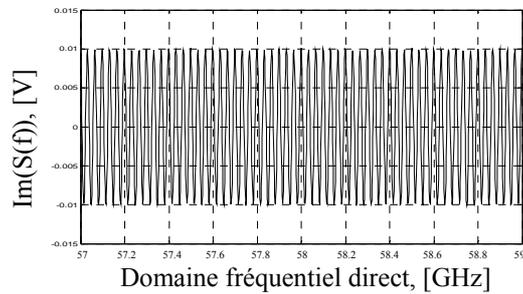


Figure II. 45 : Signal d'intermodulation après annulation de la contribution LOS-LOS (domaine fréquentiel)

Nous voyons que le signal de grande période fréquentielle, (variation à grande échelle), est la signature spectrale des contributions LOS-LOS tandis que le signal de faible période, à l'intérieur du cercle sur la Figure II. 44, (variation à petite échelle), est dû à l'intermodulation de LOS-NLOS.

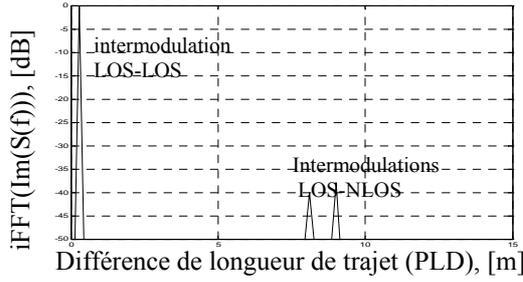


Figure II. 46 : Signal d'intermodulation détecté (domaine spatial)

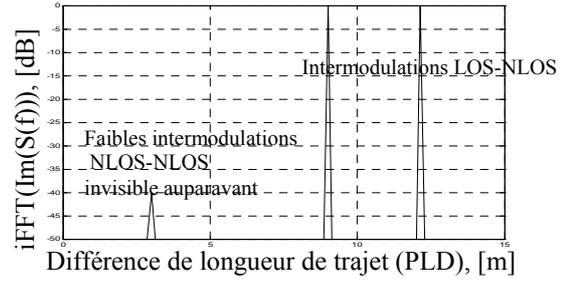


Figure II. 47 : Signal d'intermodulation après annulation de la contribution LOS-LOS(domaine spatial)

La Figure II. 46 montre, en fonction des PLD, des raies correspondantes aux signaux résultant de l'intermodulation entre des signaux LOS uniquement et aux signaux résultant de l'intermodulation entre un signal LOS et un signal NLOS. Les signaux issus de l'intermodulation NLOS-NLOS ne sont pas mesurables compte tenu de la dynamique du récepteur supposée ici égale à 70dB. En procédant à l'annulation de QLOS, on montre Figure II.48 que la contribution NLOS-NLOS naguère invisible pour cause de dynamique insuffisante est maintenant mesurable.

V.1.3 Approche fréquentielle

A partir de la relation donnée Eq II.32, on montre que le signal Q_{LOS} , Figure II. 48 s'annule pour des fréquences qui vérifient :

$$\omega(k) = \frac{(k+1)\pi}{2(\tau_1 - \tau_2)} \quad \text{Eq II. 33}$$

En réalisant autour de ces fréquences, qu'on peut assimiler à des points de fonctionnement, un balayage en rapport avec les TDOA à privilégier, Q_{LOS} reste pratiquement nul et ne masque plus de ce fait les signaux de très faible amplitude issus des trajets multiples qu'on souhaite privilégier.

Ainsi, pour détecter des contributions de trajets NLOS décrites par leur temps de cohérence τ_{NLOS} , une variation fréquentielle de $\Delta F = \frac{1}{\tau_{NLOS}}$ montre une période du signal Q , si le signal NLOS existe.

La Figure II. 48 explique une telle démarche. La Figure II. 48 (a) considère un balayage fréquentiel très large et donc il permet de mesurer pratiquement toutes les contributions. La contribution LOS-LOS masque tous les autres. En choisissant comme de fonctionnement une

fréquence qui respecte l'équation Eq II.32 et en réalisant un balayage très fin (Figure II. 48 c) on exhibe une variation périodique qui décrit les contributions LOS-NLOS.

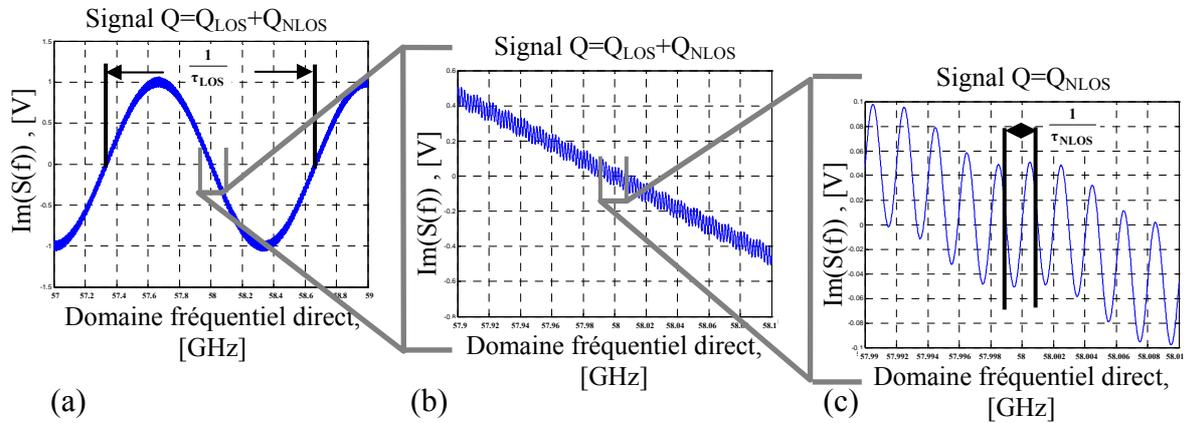


Figure II. 48 : Simulation de l'approche fréquentielle de la réduction de la contribution LOS-LOS (a) balayage sur toute la bande

(b) balayage autour d'un point de fonctionnement qui vérifie l'équation Eq II.32.

© Balayage plus précis autour du même point de fonctionnement

V.2 Expérimentation

V.2.1 Approche temporelle à 4.5GHz

L'expérimentation de la solution temporelle, est effectuée en chambre anéchoïque. Le matériel utilisé est celui décrit dans le paragraphe II.3.1, la gamme fréquence choisie est 3.6-5.4GHz. La modification du récepteur intervient au niveau de la seconde antenne, sur cette branche, nous ajoutons un court-circuit mobile et un circulateur afin de compenser le retard lié au LOS.

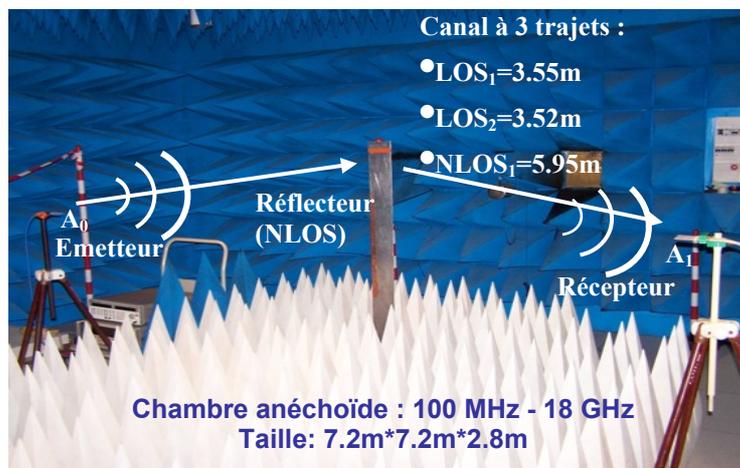


Figure II. 49: Photo de la mesure en chambre anéchoïque

La Figure II. 50 montre la réponse du canal avec le réflecteur, nous voyons que le trajet direct est très supérieur aux réflexions. La plaque est alors noyée dans le « bruit ». Lorsque le LOS est compensé (Figure II. 51), la contribution due au réflecteur n'est plus qu'à 8dB du niveau maximum. Par conséquent, après réduction des contributions LOS, la dynamique du récepteur semble être augmenté de 21dB.

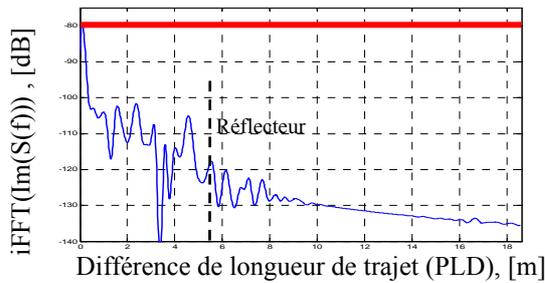


Figure II. 50 : Signal Q avant réduction des contributions LOS-LOS

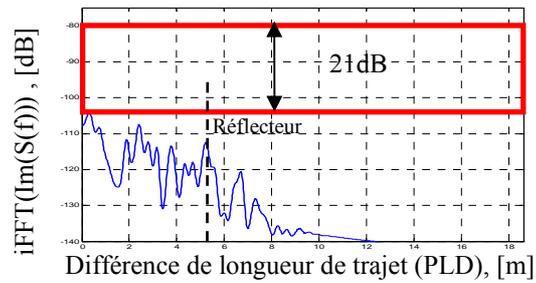


Figure II. 51 : Signal Q après réduction des contributions LOS-LOS

V.2.2 Approche spatiale à 59GHz

Pour valider ce nouveau procédé de sondage de canal, un banc de mesure, opérant en bande millimétrique, est monté. Centré autour de 58GHz et ayant une bande passante de 2 GHz, ce banc permet des résolutions temporelles de 0.5ns et une dynamique de 40dB. La base B est égale à 16cm et le canal est notre laboratoire dont les dimensions sont : 13*8*2.5 m³ et comportant divers obstacles (armoires métalliques, appareils de mesure,...).

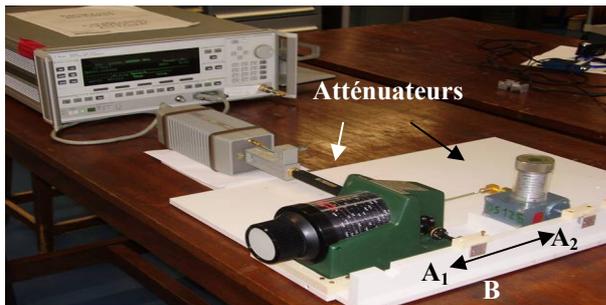


Figure II. 52 : Validation expérimentale: tête d'émission duale en bande millimétrique.

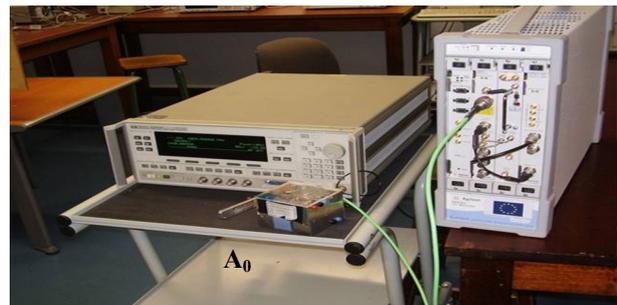


Figure II. 53 : Validation expérimentale : récepteur hétérodyne commandé par module VXI

Comme le montre la Figure II. 52, les antennes de transmission sont des guides d'ondes rectangulaires bande V, séparées par la base B. L'émetteur est un synthétiseur 83650L de la société Agilent qui fonctionne jusqu'à 65GHz et délivre un signal de fréquence centrale : 58GHz avec un balayage fréquentiel entre 57 et 59GHz. L'antenne de réception est un guide d'onde rectangulaire en bande V. Il est relié à un récepteur hétérodyne de 40dB de dynamique,

réalisé en filière AsGa ED 0.2 OH de chez OMMIC (Figure II. 53). L'acquisition vidéo et le traitement sont effectués à l'aide de bus industriel VXI.

Pour garantir l'identification exacte de la contribution LOS-NLOS, qu'on souhaite détecter, un réflecteur métallique est placé de manière telle qu'il génère un trajet multiple dont la différence de chemin ou PLD vaut 1.7 mètre. Les résultats expérimentaux préliminaires rapportés sur la Figure II. 56 permettent de lire la réponse différentielle du canal de notre laboratoire. Nous voyons sur la Figure II. 54, du fait de la dynamique du récepteur, la forte contribution LOS correspondante au signal à variation lente, ainsi que les faibles contributions NLOS correspondantes aux signaux à variation rapide.

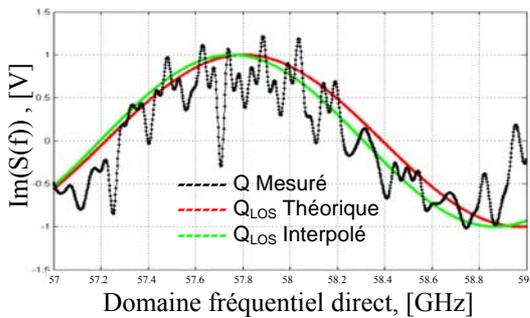


Figure II. 54 : Signal Q normalisé mesuré entre 57GHz et 59GHz en présence d'un signal LOS

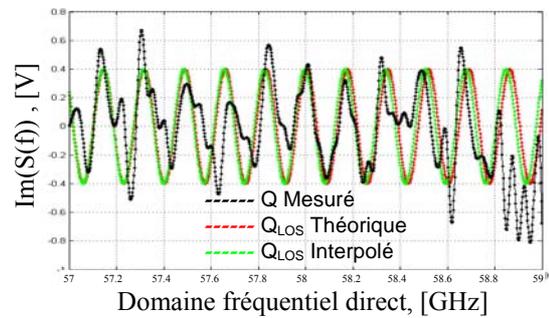


Figure II. 55 : Signal Q normalisé mesuré entre 57GHz et 59GHz après réduction du signal LOS par un moyen interférométrique

En utilisant le procédé de réduction des contributions LOS, on montre, Figure II. 57, que le signal LOS-NLOS est maintenant détectable avec une plus grande précision. Son examen dans le domaine réciproque montre Figure II. 55 une raie dominante au PLD attendue de 1,7m. Cette opération a permis d'augmenter la dynamique du récepteur de 15dB.

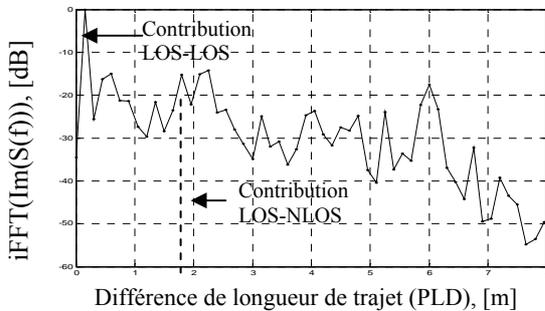


Figure II. 56 : Densité spectrale des signaux de la Figure II. 54 (dans le domaine des fréquences spatiales) données brutes

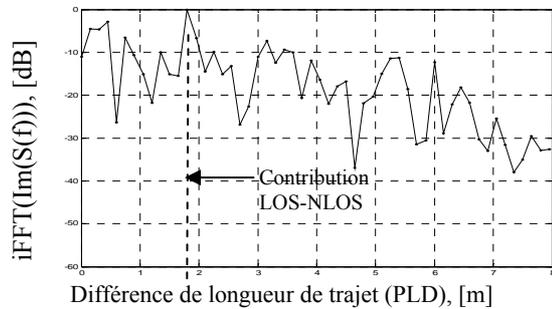


Figure II. 57 : Densité spectrale des signaux de la Figure II. 55, résultat après réduction du signal LOS par un moyen interférométrique

V.2.3 Approche fréquentielle à 59GHz

L'approche spectrale est également expérimentée avec le même matériel et dans les mêmes conditions. La Figure II. 58 illustre ces résultats. Nous observons bien une périodicité du signal Q résultant confirmant la présence de la plaque métallique à l'endroit attendu.

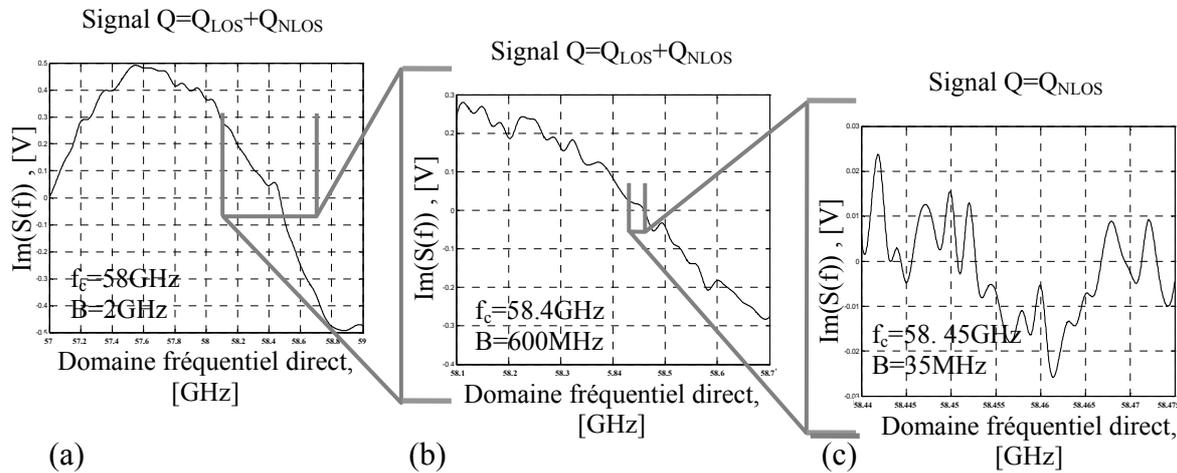


Figure II. 58 : Expérimentation de l'approche fréquentielle de la réduction de la contribution LOS-LOS

(a) balayage sur toute la bande

(b) balayage autour d'un point de fonctionnement qui vérifie l'équation Eq II.33.

(c) balayage plus précis autour du même point de fonctionnement

V.3 Conclusion

En vue de détecter des signaux de faible amplitude issus des trajets multiples, une méthode interférométrique est mise au point. Elle permet de réduire le masquage de ces signaux par les signaux issus des trajets directs et qui sont généralement d'amplitude plus élevée

Les modèles simples de canal utilisés ont été notamment validés par une campagne de mesure réalisée en gamme millimétrique. Ces mesures préliminaires ont permis d'augmenter la dynamique apparente du récepteur d'environ 15dB.

Bien que ces travaux ont fait l'objet de plusieurs mesures ([^{xxxii}], [^{xxxiii}]), d'autres campagnes de mesures sont nécessaires afin d'améliorer la modélisation et d'augmenter le gain en dynamique du récepteur.

Les applications visées par ce nouveau moyen de sondage peuvent intéresser en premier lieu les dispositifs de localisation précise en milieu confiné, mais également, et de manière générale, tous les dispositifs de communication à très haut débit requis dans le domaine actuel des objets mobiles communicants.

VI Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le cadre de l'étude qui régit ce mémoire. Nous avons présenté un scénario de communication entre objets en identifiant un canal balisé de débit moyen ouvert à tous les objets et un canal privé de débit plus important réservé aux seuls objets autorisés. Ce canal peut véhiculer des informations confidentielles.

Pour assurer la localisation indoor des objets communicants, nous avons d'abord tenté de mutualiser au maximum les briques de base qui servent au système de communication. Parmi ces briques, on peut citer la source millimétrique et les switches RF pour la balise et le LNA et le détecteur pour le récepteur mobile. Pour des raisons de mobilité mais aussi d'autonomie, le récepteur est simplifié d'un point de vue hyperfréquence au détriment de la balise. Le second point concerne le choix de la métrique à privilégier pour se prémunir des réflexions parasites. Il s'agit alors d'un système de localisation endogène fondé sur la mesure des différences de temps d'arrivée. Les études conduites qui sont donc de type interférométrique large bande ont permis de mettre au point un moyen original de mesure de la réponse impulsionnelle différentielle d'un canal et d'en extraire, par extinction des contributions de grande amplitude, les contributions les plus faibles réalisant ainsi une augmentation apparente de la dynamique du récepteur.

VII Références

[i] : P. Remagnino, G. L. Foresti, “*Ambient Intelligence – A new Multidisciplinary Paradigm*”, *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics*”, Part A, vol 35, p. 1-6, 2005.

[ii] : Nicolas BASKIOTIS et Nicolas FERREY, “*Introduction à l'« Ambient Intelligence » (AmI)*”, http://www.limsi.fr/~jps/enseignement/examsma/2003/BASKIOTIS_FERREY/ambient_intelligence.htm.

[iii] : Yaiz, Rachid Ait; Selgert, Franklin; Hartog, Frank den; “*On the definition and relevance of context-awareness in Personal Networks*”, *Mobile and Ubiquitous Systems: Networking & Services*, 2006 Third Annual International Conference on, July 2006 Page(s):1–6.

[iv] : Tayeb LEMLOUMA “*MINI PROJET : Le Routage dans les Réseaux Mobiles Ad Hoc*” Septembre 2000

[v] : McDonald, A.B. Znati, T, “*A path availability model for wireless ad-hoc networks*”, *Wireless Communications and Networking Conference*, 1999. WCNC. 1999 IEEE Publication 1999, On page(s): 35-40 vol.1

[vi] : N. Deparis, C. Loyez, A. Boe, N. Rolland, and P.-A. Rolland, “*A combined ASKPPM Time Hopping UWB transceiver for millimetre wave Gigabit WLAN*”, in *Wireless Technology*, 2006. The 9th European Conference on, Sept. 2006, pp. 111–114.

[vii] : Nicolas Deparis “*Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants*”, Thèse de Doctorat, Lille mars 2007.

[viii] : N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland, and P.-A. Rolland, “*Pulse generator for UWB communication and radar applications with PPM and time hopping possibilities*,” in *Circuits and Systems*, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on, 21-24 May 2006, p. 5pp.

[ix] : N. Deparis, A. Bendjabballah, A. Bo'e, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P.-A. Rolland, “*Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN*”, *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters], vol. 15, no. 10, pp. 609–611, Oct. 2005.

[x] : http://www.ommic.fr/prod/prod_5/FS_prod_5.htm

[xi] : GHIS, Anne., OUVRIER-BUFFET, Patrice., ROLLAND, Nathalie., BENLARBI-DELAI, Aziz., “*DISPOSITIF D'ECHANTILLONNAGE DE SIGNAL ELECTRIQUE HAUTE FREQUENCE*” Brevet N° WO/2002/093182, publié le : 21.11.2002,

[xii] : A. Ghis, P. Ouvrier-Bufferet, N. Rolland, A. Benlarbi-Delai, P.A. Rolland, D. Glay, D. Jaeger, “*Solid-state 8 GHz transient signal digitizer characterization*”, *IEEE MTT IMS2002*, Seattle, June 2002.

[xiii] : H. El Aabbaoui, N. Rolland, A. Benlarbi-Delaï, N. Fel, V. Allouche, P. Leclerc, B. Riondet, and P. A. Rolland, “*Design of a fully HBT 40 GS/s sampling circuit for very large bandwidth non repetitive signal analysis*,” in IEEE MTT-S Dig., Jun. 2005.

[xiv] : Deparis, N.; Boe, A.; Loyez, C.; Rolland, N.; Rolland, P.-A.; “*Receiver and Synchronization for UWB impulse radio signals*”, Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, June 2006 Page(s):1414 - 1417

[xv] : J. Tierney, C. Rader, and B. Gold, “*A digital frequency synthesizer*” , Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 1, pp. 48–57, 1971.

[xvi] : Clavier, L.; Rachdi, M.; Fryziel, M.; Delignon, Y.; Le Thuc, V.; Garnier, C.; Rolland, P.A.; “*Wide band 60 GHz indoor channel: characterization and statistical modeling*”, Vehicular Technology Conference, 7-11 Oct. 2001 Page(s):2098 - 2102 vol.4.

[xvii] : Molisch, A.F. “*Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling*”, Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Sept. 2005 Volume: 54, Issue: 5, On page(s): 1528- 1545

[xviii] : Jean Pierre COVILLERS, “*Interférométrie Microonde : Contrôle non destructif et positionnement*”, Thèse de Doctorat, Lille juillet 1997.

[xix] : Aziz Benlarbi Delaï, “*Radiolocalisation à courtes et moyennes distances par interférométrie micro-onde. Problèmes inverses et nouvelle instrumentation*”, Habilitation à diriger des recherches en sciences physiques, Lille mars 2002.

[xx] : Jean Christophe COUSIN, “*Interférométrie micro onde en milieu confiné : application à la localisation*”, Thèse de Doctorat, Lille décembre 2001.

[xxi] : Cousin, J.C. Benlarbi-Delai, A. Mamouni, A. Leroy, Y., “*Error Location Improvement of Microwave Interferometric Positioning System*”, European Microwave Conference, 2000. 30th, Oct. 2000, On page(s): 1-4

[xxii] : Vu Van Yem, “*Conception et réalisation d’un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l’intérieur des bâtiments*”, Thèse de Doctorat, Paris, décembre 2005.

[xxiii] : G, R, Lennen, “*Apparatus and method for processing multiple frequencies in satellite navigation systems*” , USPTO, Patent Number: 5805108, September 1998.

[xxiv] : Collonge, S. Zaharia, G. El Zein, G., “*Influence of the human activity on the propagation characteristics of 60 GHz indoor channels*”, Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual, Volume: 1, On page(s): 251- 255 vol.1

[xxv] : H. Xu, V. Kukshya, and T. S. Rappaport, “*Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels*” , IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 3, pp. 620-630, 2002.

[xxvi] : S. Collonge, G. Zaharia, and G. El Zein, “*Influence of the human activity on wide-band characteristics of the 60 GHz indoor radio channel*”, IEEE Transactions on Wireless Communications , vol. 3, no. 6, pp. 2396-2406, 2004.

[xxvii] : Sexton, T.A., Pahlavan, K., “*Channel modeling and adaptive equalization of indoor radio channels*”, Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Publication Date: Jan 1989, Volume: 7, Issue: 1, On page(s): 114-121

[xxviii] : Xinrong Li; Pahlavan, K., “*Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation*”, Wireless Communications, IEEE Transactions on, Volume 3, Issue 1, Jan. 2004 Page(s):224 - 234

[xxix] : R.N. Bracewell, “*Detecting nonsolar planets by spinning infrared interferometer*”, Nature 274, pp. 780-781 (1978).

[xxx] : E. Serabyn, J.K. Wallace, G.J. Hardy, E.G.H. Schmidlin, H.T. Nguyen, “*Deep Nulling of Visible Laser Light*”, Applied Optics, Vol. 38, Issue 34, pp. 7128-7132, December 1999.

[xxxi] : E. Serabyn, “*Nanometer-Level Path-Length Control Scheme for Nulling Interferometry*”, Applied Optics, Vol. 38, Issue 19, pp. 4213-4216, July 1999.

[xxxii] : A. Benlarbi-Delaï, M. Bocquet, Ch. Loyez, “*Broadband Nulling Interferometry for Weak Multipath Signals Detection*”, Electronics Letters, 13 April 2006 -- Volume 42, Issue 8, p. 435-436.

[xxxiii] : M. Bocquet, Ch. Loyez, A. Benlarbi-Delaï, “*Weak NLOS Channel Sounding*”, European Microwave Conference, Manchester, United Kingdom 10-15 september 2006.

Sommaire

Chapitre III : Dimensionnement et mise en œuvre du système de localisation	76
I Introduction	76
II Architecture retenue	76
II.1 Balise à réseau d'antennes	77
II.2 Récepteur embarqué	78
III Dimensionnement de la balise à 60GHz	79
III.1 Détermination de la base B inter-antennes	79
III.2 Détermination de l'excursion en fréquence	81
III.3 Détermination de la largeur des sous-bandes δF	82
IV Dimensionnement du récepteur	82
IV.1 Bilan de puissance et compatibilité communication - localisation	82
IV.1.1 Cas mono porteuse	82
a) Influence du positionnement sur la communication	83
b) Influence de la communication sur le positionnement	84
IV.1.2 Cas multi porteuses	84
IV.1.3 Cas multi-porteuses à spectre étalé	85
IV.2 Traitement en bande de base	85
V Conception, réalisation et caractérisation des composants	86
V.1 Calcul et conception sous ADS des coefficients	86
V.2 Conception sous ADS du diviseur de puissance	88
V.3 Procédé technologique	89
V.4 Caractérisation des éléments passifs	93
V.4.1 Coupleur 3dB 90°	93
V.4.2 Diviseur Wilkinson	94
V.4.3 Lignes micro ruban	95
V.5 Caractérisation des éléments actifs	96
V.5.1 Commutateurs	96
V.5.2 LNA et détecteur	96
V.5.3 Antennes	97
V.6 Caractérisation globale de la 1 ^{ère} balise	98
VI Définition d'une balise deuxième génération	100
VI.1 Présentation	100
VI.2 Caractérisation globale	102
VI.3 Gain réalisé	103
VII Conclusion	104
VIII Références	105

Chapitre III : Dimensionnement et mise en œuvre du système de localisation

I Introduction

Dans ce chapitre, on met en œuvre le dispositif de localisation tel qu'il a été présenté au second chapitre. Il s'agit ici de dimensionner le système en considérant tout d'abord la puissance d'émission. En effet, pour assurer la compatibilité entre système de communication et système de localisation, la puissance d'émission pour la localisation ne doit pas perturber le système de localisation et inversement. Rappelons que les deux systèmes utilisent les mêmes briques de base fabriquées dans la filière ED02AH et D01PH par le fondeur OMMIC.

Nous évoquons ensuite les principales étapes technologiques qui ont conduit à la réalisation de deux démonstrateurs puis nous concluons par une série de tests et de caractérisations qui valident bien le procédé d'un point de vue fonctionnel.

II Architecture retenue

Le récepteur devant être intégré dans des objets mobiles hétérogènes (taille, mémoire, consommation..), il est impératif de le simplifier au maximum et de reporter les difficultés techniques (encombrement, consommation, réglage,...) sur les parties fixes, à savoir la balise. Alimentée par le secteur, la balise (Figure III. 1) émet des signaux dont la trame et le

séquençage, permettent au récepteur de reconstituer les signaux I-Q dont il va extraire l'information de la TDOA. Une fois traitée, cette information permet d'accéder aux coordonnées du récepteur.

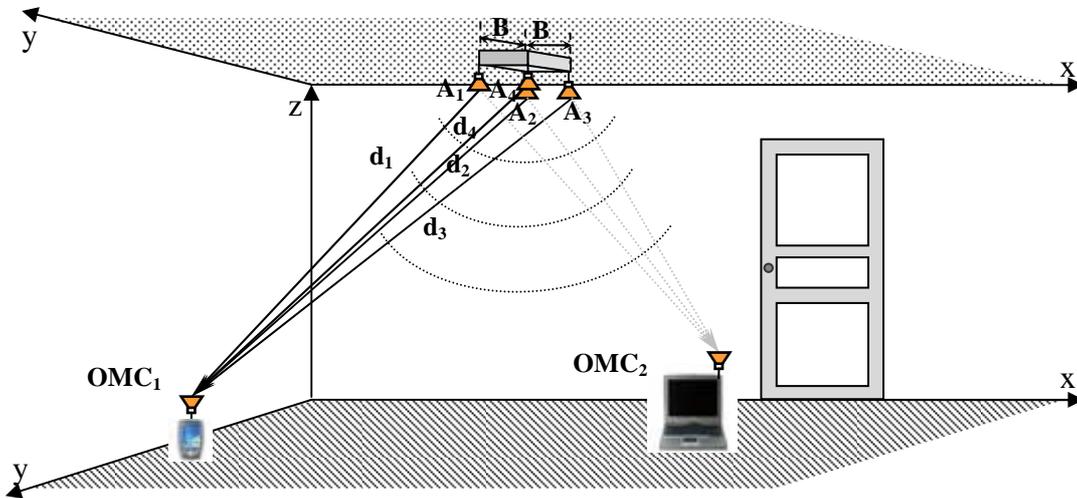


Figure III. 1 : Scénario du positionnement simultané de plusieurs stations mobiles (SM)

II.1 Balise à réseau d'antennes

Le schéma bloc de la balise peut maintenant être détaillé en considérant l'architecture suivante Figure III. 2. Nous donnons dans ce chapitre les étapes technologiques, qui ont permis de réaliser les principaux composants. Le fonctionnement global sera détaillé au chapitre IV.

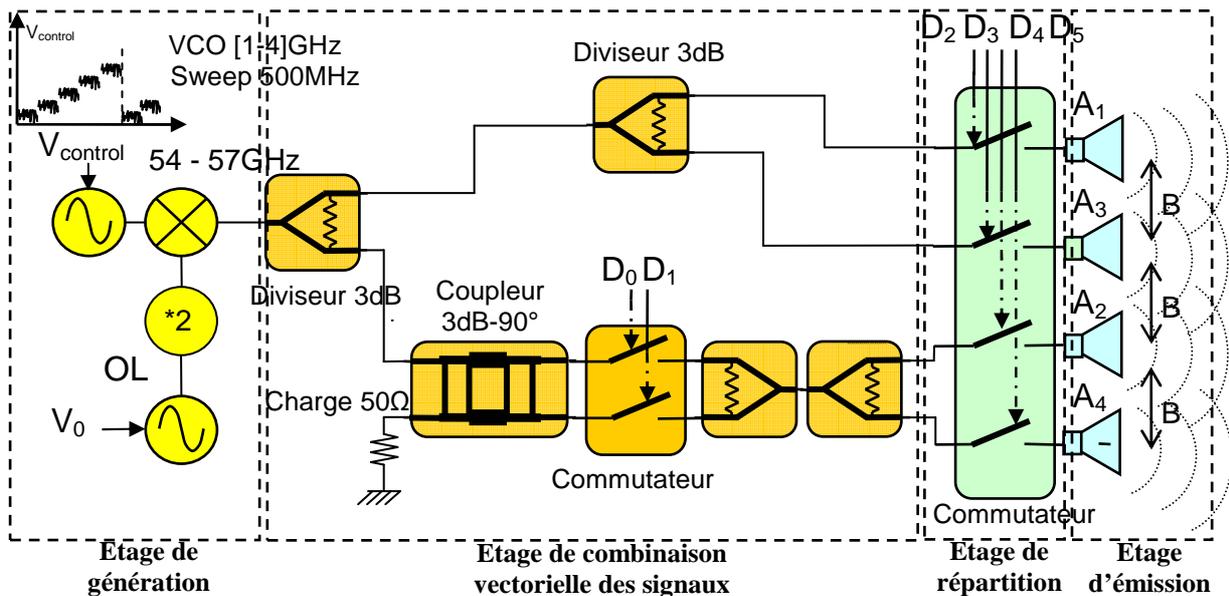


Figure III. 2 : Structure retenue pour la balise d'émission

Nous commençons la description de la balise par l'étage de génération du signal micro-onde. Le type d'émission choisie est multi porteuse à bande étroite ou à bande étalée (δF). Les éléments utilisés pour générer le signal dans le système de communication sont : un VCO suivi d'un doubleur de fréquence permettant d'atteindre les gammes millimétriques. Un second VCO est utilisé pour réaliser un étalement spectral du signal autour de chaque fréquence centrale.

Le deuxième étage appelé étage de combinaison vectorielle des signaux permet par l'utilisation des coupleurs de combiner les signaux afin de pouvoir construire ultérieurement au niveau de la réception les signaux I-Q dont on extraira la TDOA.

Le troisième étage appelé répartition des signaux, permet de distribuer les signaux vers chaque antenne.

Le dernier étage, nommé émission des signaux, permet d'émettre via deux réseaux d'antennes séparées chacune par une base B, les signaux d'intérêts.

L'ensemble est géré par les chronogrammes qui, comme nous le verrons au chapitre IV, permettront de reconstituer au niveau du récepteur les signaux I-Q.

II.2 Récepteur embarqué

Le récepteur devant être embarqué, sa structure doit être la plus simple, la plus économe en énergie et la plus compacte possible. La complexification de la balise a pour corollaire la compacité du récepteur dont les principaux rôles joués en hyperfréquence sont l'amplification et la détection. A ces fonctions, s'ajoute le rôle de traitement de signal et de calcul par DSP qui ne présente pas d'obstacles pour le système embarqué.

Au niveau de la réception et après traitement des signaux, il est possible de décrire les signaux I-Q par les équations Eq III. 1 et Eq III. 2 développées dans une situation d'espace libre.

$$I(f) = E_1(f)^2 + E_2(f)^2 + E_1(f).E_2(f).\cos(2.\pi.f.\tau) \quad \text{Eq III. 1}$$

$$Q(f) = E_1(f)^2 + E_2(f)^2 + E_1(f).E_2(f).\sin(2.\pi.f.\tau) \quad \text{Eq III. 2}$$

Ces équations montrent la présence de trois termes différents. Le premier terme quadratique informe sur l'amplitude E_1 du signal émis par la première antenne A_1 , le second terme quadratique informe sur l'amplitude E_2 du signal émis par l'antenne A_2 et enfin le

dernier terme qui contient l'information de la TDOA τ est obtenu par combinaison via un coupleur des signaux millimétriques.

Comme le montre la Figure III. 3, les signaux E_1 et E_2 ne sont pas constants sur la bande de travail. Il convient donc de les mesurer pour chaque porteuse émise et c'est en partie le rôle de l'étage de répartition qui permettant l'émission sur une antenne puis sur l'autre de mesurer E_1 et E_2 . L'autre rôle de l'étage de répartition est d'aider à former au niveau du récepteur les troisièmes termes des équations III.1 et III.2.

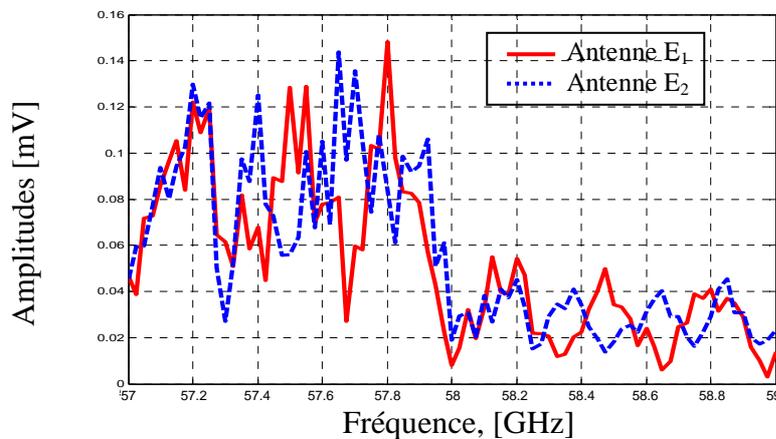


Figure III. 3 : Amplitudes E_1 et E_2 détectées sur la bande 57-59 GHz ($B=16\text{cm}$)

Par conséquent, il est nécessaire d'adopter une forme de trame contenant toutes les données utiles à la restitution des signaux I et Q. Cette trame sera traitée au chapitre IV.

III Dimensionnement de la balise à 60GHz

Une fois l'architecture de la balise arrêtée, il faut maintenant optimiser chaque paramètre en terme de fréquence centrale, d'étalement δF et de distance inter-antennes B. Il faut par ailleurs concevoir, réaliser et tester séparément les différents circuits permettant la construction de la balise.

III.1 Détermination de la base B inter-antennes

La différence de temps d'arrivée TDOA est, comme nous l'avons déjà souligné, liée à la position du récepteur, mais également à la distance inter-antennes et à la bande passante exploitée. De par la construction géométrique choisie, la valeur de la TDOA τ est telle que :

$$-\frac{B}{c} < \tau < \frac{B}{c}$$

avec c la célérité et B la distance séparant les 2 antennes. L'augmentation de la base B engendre une plus grande sensibilité du signal, ce qui a pour conséquence d'accroître la précision des TDOA et donc celle de la localisation. Toutefois pour des raisons évidentes d'encombrement, la base B ne pourra excéder quelques centimètres. Pour en optimiser la valeur, nous nous sommes intéressés à la relation qui existe entre τ , B et la bande passante ΔF du système.

Comme l'indique le terme en sinus (ou en cosinus) dans les équations III. 1 et III. 2, la TDOA τ est extraite par mesure de la période des signaux I-Q. Ainsi pour décrire au moins une période, la base B doit vérifier la relation :

$$B = \frac{c}{\Delta F}$$

Nous verrons dans le chapitre suivant que cette contrainte peut être contournée en tentant par des moyens informatiques d'extraire la TDOA à partir d'une fraction de période. Cette façon d'opérer permet de réduire la base B et donc de réduire l'encombrement de la balise.

En nous appuyant sur des mesures réalisées avec le banc décrit chapitre II paragraphe III.2, nous démontrons l'impact de B sur l'erreur de localisation. La Figure III. 4 représente l'erreur de position dans trois positions différentes de l'objet. Nous observons qu'à partir de $B=10\text{cm}$, l'erreur est moins élevée et semble décroître en fonction de B . Il faut donc trouver un compromis entre encombrement et précision. Nous fixons deux limites, une basse à 10cm et une haute à 20cm .

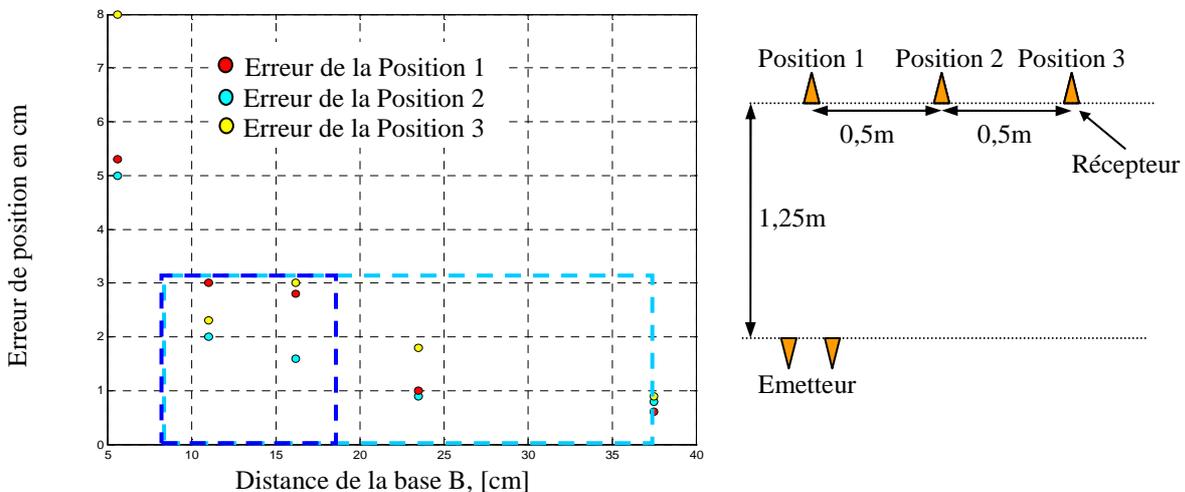


Figure III. 4 : Représentation de l'erreur en fonction de la base pour trois positions, $\Delta F=2\text{GHz}$, $F_c=58\text{GHz}$.

III.2 Détermination de l'excursion en fréquence

L'excursion en fréquence est fixée par le cahier des charges défini pour le système de communication. Cette excursion doit permettre des débits importants et être compatible avec l'appellation ULB. Une bande de 3GHz autour de 60GHz est retenue. Compte tenu de la relation qui lie la TDOA à la bande de fréquence, il est clair qu'il est intéressant pour le système de localisation que nous développons d'utiliser toute cette bande. On justifie toutefois le choix de la bande millimétrique comme gamme de travail. Bien évidemment, la valeur faible de la longueur d'onde permet d'améliorer la précision de localisation, lorsque l'on opère sur une porteuse. Mais l'avantage que l'on tire de cette gamme millimétrique réside d'une part dans l'encombrement réduit des antennes et d'autre part dans la capacité de cette gamme à garantir des communications dites discrètes. En effet, en raison de l'atténuation du signal (17dB/km) (Figure III. 5) [1]. par absorption par la molécule de dioxygène, l'utilisation de cette fréquence est toute indiquée pour des communications courtes portées avec notamment la possibilité de ré-utiliser cette fréquence dans des zones voisines sans risque d'interférence ou de brouillage. Une dernière raison, qui justifie cette montée en fréquence, est tout simplement liée à l'aspect réglementaire qui régit la bande ULB classique [3,1-10,6]GHz et qui en Europe devient très contraignant[11].

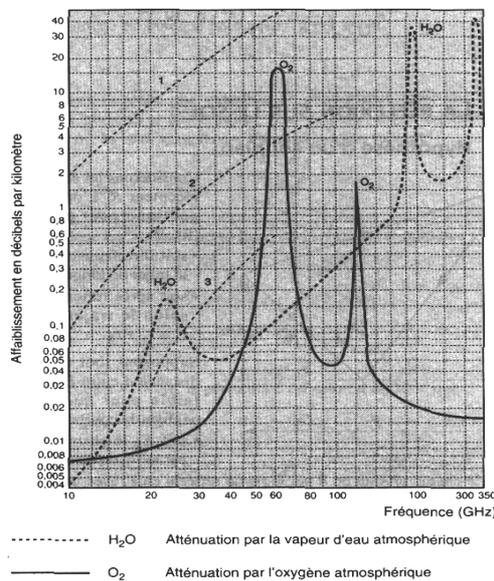


Figure III. 5 : Affaiblissement dû aux agents atmosphériques

III.3 Détermination de la largeur des sous-bandes δF

On a vu dans le chapitre II, paragraphe IV, que le procédé de localisation étudié se fonde sur l'émission séquentielle de plusieurs porteuses et où chaque porteuse est étalée sur une bande δF donnée, liée à la bande de cohérence du canal de propagation. La bande de cohérence du canal est estimée aux environs de 200MHz. Pour être compatible ULB, nous décidons de choisir la bande d'étalement δF égale à 500MHz.

IV Dimensionnement du récepteur

Le dimensionnement du récepteur consiste essentiellement à définir les puissances reçues minimales qui permettent d'opérer la localisation sans perturber la communication. Nous considérons successivement les trois modes de fonctionnement possibles au niveau de la balise:

Le cas mono porteuse (Figure III. 6),

Le cas multi porteuses (Figure III. 9) à bande étroite

Le cas multi porteuses à spectre étalé (Figure III. 10).

IV.1 Bilan de puissance et compatibilité communication - localisation

IV.1.1 Cas mono porteuse

Le premier type d'émission est celui dit mono porteuse, dans cette situation le signal est monochromatique et constant sur une durée T_{obs} .

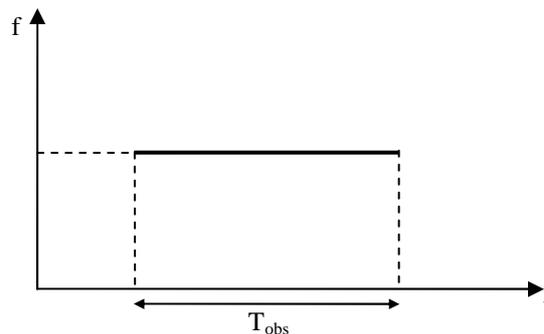


Figure III. 6 : Séquençage de l'émission mono porteuse.

L'étude est établie dans une configuration où il n'y a que le système de localisation, c'est-à-dire une balise et un récepteur.

La puissance de réception minimum $P_{r\min}$ en sortie de l'antenne de réception est donnée par l'équation suivante :

$$P_{r\min} = \frac{S}{N} \cdot F_{eq} \cdot k \cdot T \cdot B_{eq} \quad \text{Eq III. 3}$$

Avec $\frac{S}{N}$ le rapport signal à bruit de l'ordre de 10dB (lié à la précision escomptée), F_{eq} le facteur de bruit, k la constante de Boltzmann, T la température ambiante (298K) ou du récepteur et B_{eq} la bande équivalente de bruit du récepteur. Par conséquent, si B_{eq} est fixé à 100Hz ($T_{obs}=10mS$), $P_{r\min}$ est égale à -118dBm.

Dans ce cas, pour une distance d'émission R en espace libre entre la balise et le récepteur et en s'appuyant sur l'équation de Friis, nous obtenons l'équation suivante :

$$P_{e\min}(\text{dBm}) = P_{r\min}(\text{dBm}) - G_e(\text{dB}) - G_r(\text{dB}) - 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R}\right) + L(\text{dB}) \quad \text{Eq III. 4}$$

Avec G_e et G_r , les gains des antennes d'émission et de réception exprimés en dB et L les pertes de propagation guidée sont égales à 10dB. λ est la longueur d'onde du signal, soit pour $f=60\text{GHz}$, $\lambda = 5\text{mm}$.

Pour une distance R fixée à 10m, la puissance d'émission de la balise est d'au moins -19dBm.

a) Influence du positionnement sur la communication

Comment évaluer l'influence du positionnement sur la communication ? Compte tenu des modulations retenues ULB PPM IR, le système de communication fonctionne avec des impulsions périodiques de période 10ns. La trame de positionnement qui dure $T_{obs} \gg 10\text{ns}$ se comporte donc comme un niveau continu qui vient se superposer aux impulsions. Par conséquent, un simple filtrage passe bande, suffit à éliminer cette influence sur la communication.

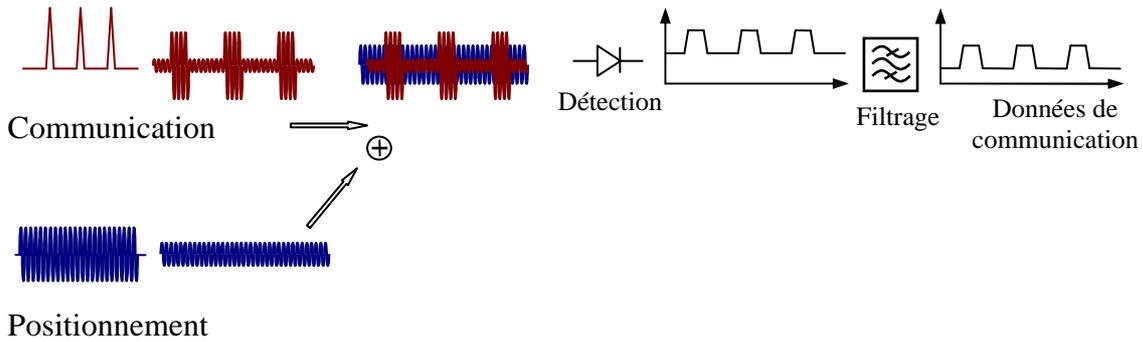


Figure III. 7 : Influence du positionnement sur la communication

b) Influence de la communication sur le positionnement

Après des simulations préliminaires sous ADS, il est constaté que la répétition des impulsions chargent les capacités du filtre passe bas. Par conséquent, la mesure pour une porteuse est entachée d'un offset qui est identique pour les autres porteuses. Comme le niveau du signal reçu varie en fonction des porteuses, l'offset pourrait être éliminé. ne contribue pas à l'erreur des données de positionnement.

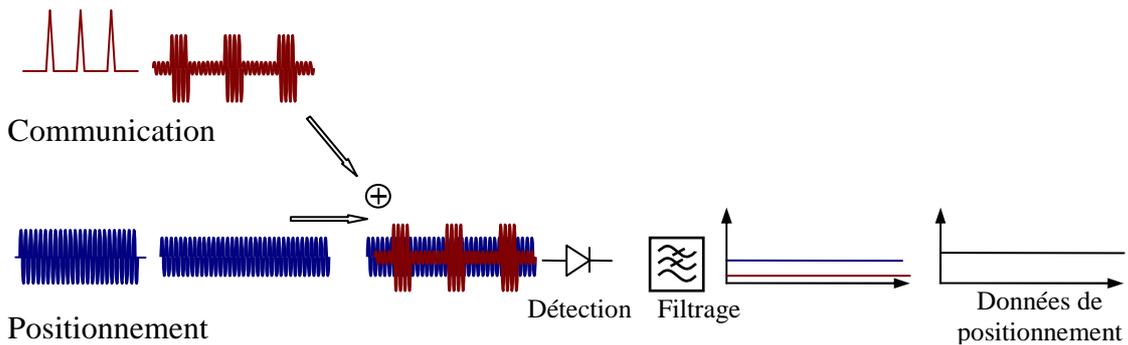


Figure III. 8 : Influence de la communication sur le positionnement

IV.1.2 Cas multi porteuses

Pour une émission de type multi porteuse, la situation devient celle décrite dans la Figure III. 9.

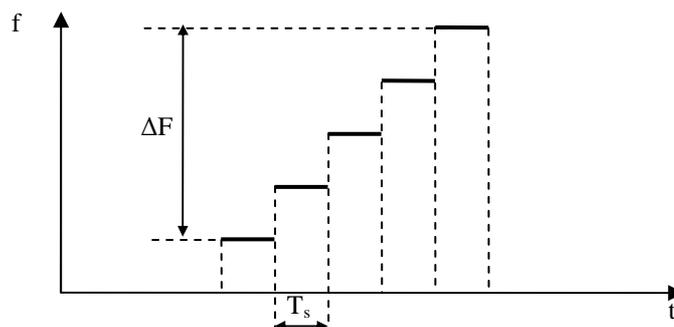


Figure III. 9 : Séquençage de l'émission multi porteuse.

Dans ce cas, les porteuses sont émises séquentiellement et par conséquent le temps d'observation en sera modifié. Deux solutions sont envisageables : la première consiste à conserver le temps d'observation T_{obs} pour chaque porteuse, ce qui a pour conséquence d'augmenter la durée de la trame soit $N \cdot T_{obs}$ si N est le nombre de porteuse (on néglige ici les temps de garde entre chaque porteuse). La seconde solution maintient le temps d'observation total à T_{obs} , ce qui revient à découper cet intervalle en N sous intervalles valant chacun $T_s = \frac{T_{obs}}{N}$. L'impact de cette solution se traduit, dans le cas où $N=5$, par une augmentation de B_{eq} qui devient égale à 2KHz. Dans ce cas, la puissance minimale à appliquer pour $R=10m$ au niveau de la balise est égale à -6dBm.

IV.1.3 Cas multi-porteuses à spectre étalé

Cette situation est décrite Figure III. 10,

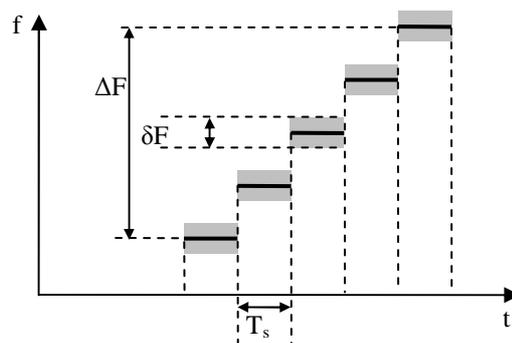


Figure III. 10 : Séquençage de l'émission multi porteuse à spectre étalé.

Dans ce cas, comme les temps d'observation restent inchangés par rapport au cas précédent, la bande B_{eq} est toujours de 2KHz et donc la balise devra toujours émettre la même puissance P_{emin} de l'ordre de -6 dBm.

Une fois ces paramètres fixés, nous procédons maintenant à la conception des éléments de base constitutifs de la balise et du récepteur

IV.2 Traitement en bande de base

Dans un premier temps, il faut prendre en compte l'impédance de sortie du détecteur qui est de 50Ω , une adaptation d'impédance est placée pour former le premier étage. Celui-ci est réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel de type TL082. La seconde partie amplifie le signal détecté qui varie autour de 1V à plus ou moins 400mV. Cet amplificateur est de type inverseur avec un gain de 13dB afin de fournir un signal proche de 4V. Le troisième étage

effectue le filtrage passe bas de deuxième ordre également conçu autour d'un TL082 sur une structure de type Rauch, il coupe les fréquences supérieures à 17MHz.

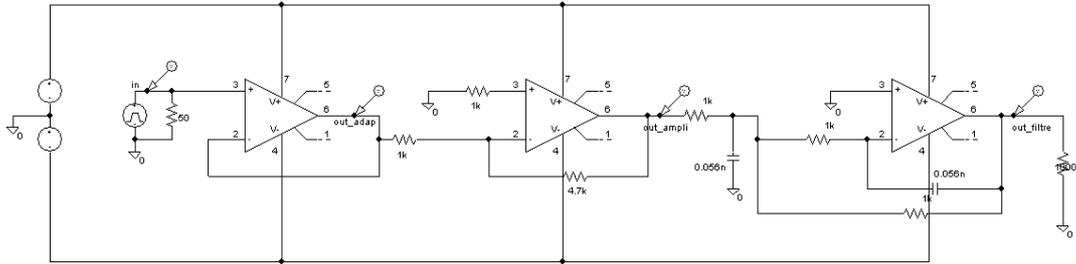


Figure II. 1 : Filtre passe bas et amplificateur BF

Le schéma de l'ensemble est représenté Figure II. 1 et les résultats de simulation, obtenus sous SPICE, sont donnés Figure II. 2. Le circuit est ensuite réalisé sur substrat Duroïd grâce à une graveuse mécanique.

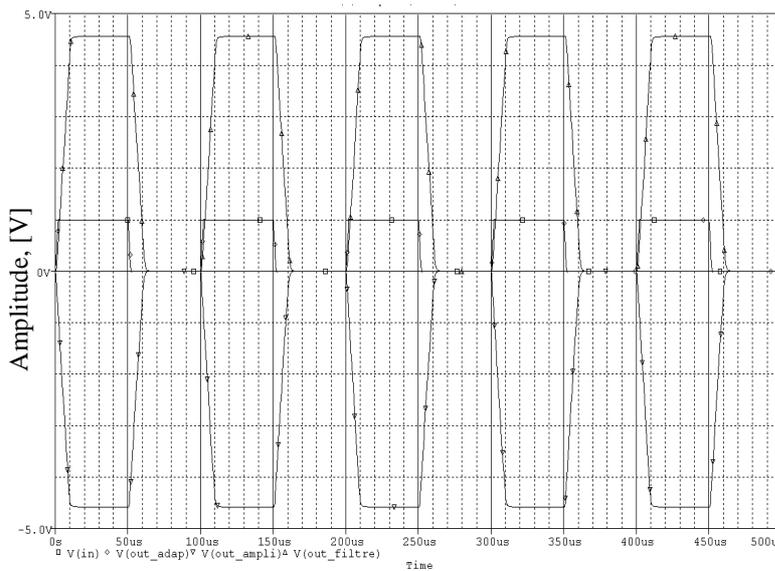
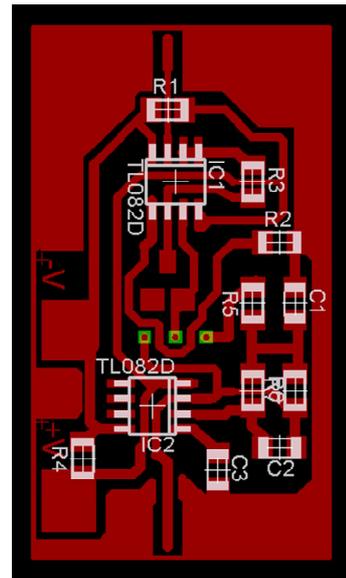


Figure II. 2 : Simulation sous SPICE de la fonction filtre amplification



méthodes de corrections ont été mises au point pour contrebalancer une éventuelle erreur de déphasage [iii].

Parmi les nombreuses topologies de coupleurs [iv], [v], nous avons opté pour la topologie "branchline" (Figure III. 11). Nous avons dû toutefois, afin d'élargir la bande [vi], [vii], de coupler deux coupleurs identiques par une ligne d'impédance différente comme le montre la Figure III. 12.

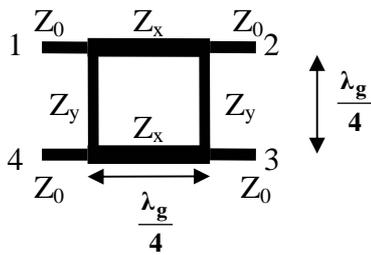


Figure III. 11 : Coupleur hybride classique

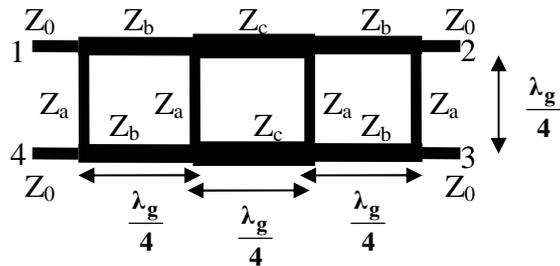


Figure III. 12 : Coupleur hybride large bande

Le substrat choisi pour réaliser ce coupleur est une alumine de $127\mu\text{m}$ couverte de $1.5\mu\text{m}$ d'or. La couche d'accroche est formée par du nickel chrome qui va servir également à graver les charges 50Ω et 100Ω .

La conception du coupleur est effectuée sous environnement ADS (Advanced Design System), logiciel développé par la société Agilent®. Le coupleur possède deux ports d'entrée dont l'un est fermé sur 50Ω et deux ports de sortie. Compte tenu de la difficulté à usiner l'alumine et notamment à y percer des via-holes, la charge 50Ω est connectée à un stub court circuit en papillon.

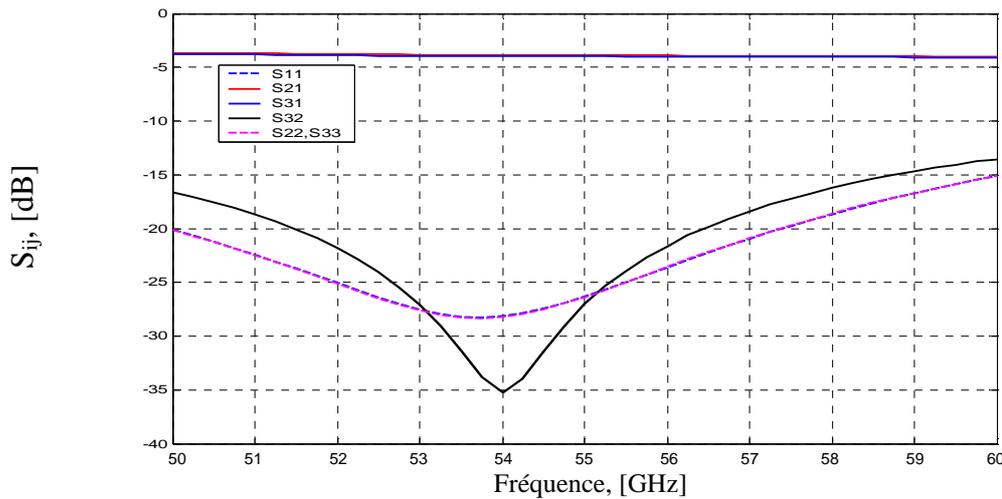


Figure III. 13 : Simulation sur 10GHz de bande autour de 55GHz des paramètres S_{ij}

Les résultats de la simulation représentés Figure III. 13 montrent un isolation satisfaisante puisque de l'ordre de -25dB sur une bande d'environ 3 GHz. Les coefficients de couplage S_{21} et S_{31} sont légèrement inférieurs aux -3dB visés. Afin de tenir compte des effets de bouts, nous avons opéré un décalage vers le bas en fréquence. La valeur de ce décalage est calculée après une étude 2.5D sous Momentum. Le déphasage est de $90^\circ \pm 0.5^\circ$.

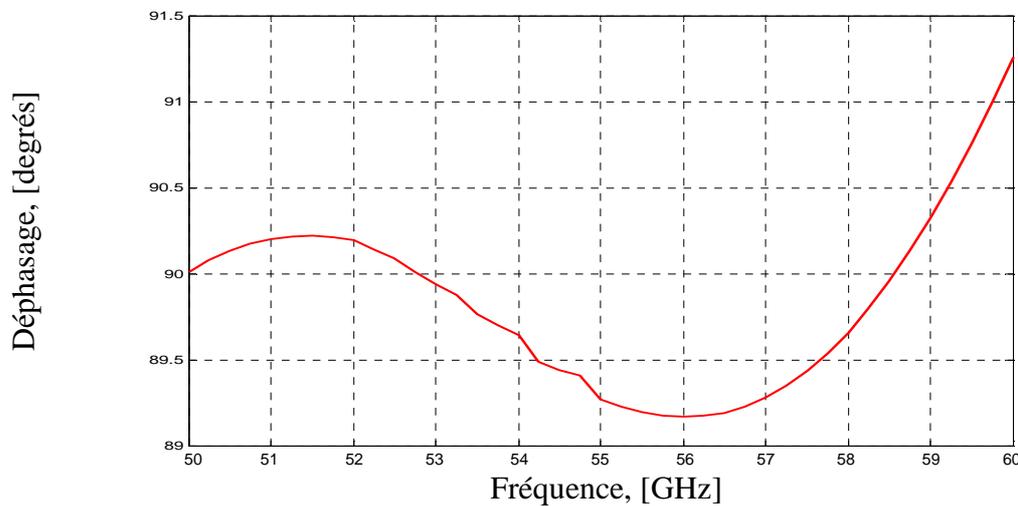


Figure III. 14 : Simulation sur 10GHz de bande autour de 55GHz du déphasage entre S_{21} et S_{31}

V.2 Conception sous ADS du diviseur de puissance

La balise comporte de nombreux diviseurs de puissance, qui servent à séparer les signaux micro-ondes sur les différents accès des coupleurs. Comme pour les coupleurs, le substrat est l'alumine. Le cahier des charges de ces diviseurs indique une bonne isolation et des pertes

faibles. Pour ces diviseurs, la topologie retenue est de type Wilkinson qui met en relation deux lignes $\frac{\lambda_g}{4}$ d'impédance $50\sqrt{2} \Omega$ formant une jonction, l'isolation est assurée par une charge 100Ω [viii].

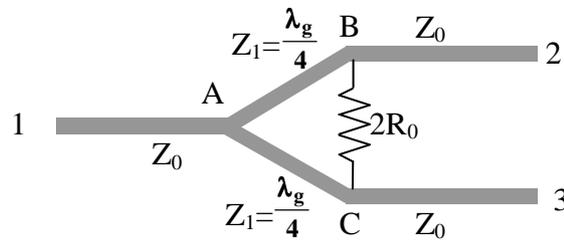


Figure III. 15 : Topologie d'un diviseur de puissance type Wilkinson

Les résultats de simulation donnent des pertes d'insertion S_{21} et S_{31} de l'ordre de -3.5dB sur toute la bande. L'isolation entre les branches 2 et 3 est de -20dB . Ici également le décalage fréquentiel est dû à l'ajustement des caractéristiques sous Momentum.

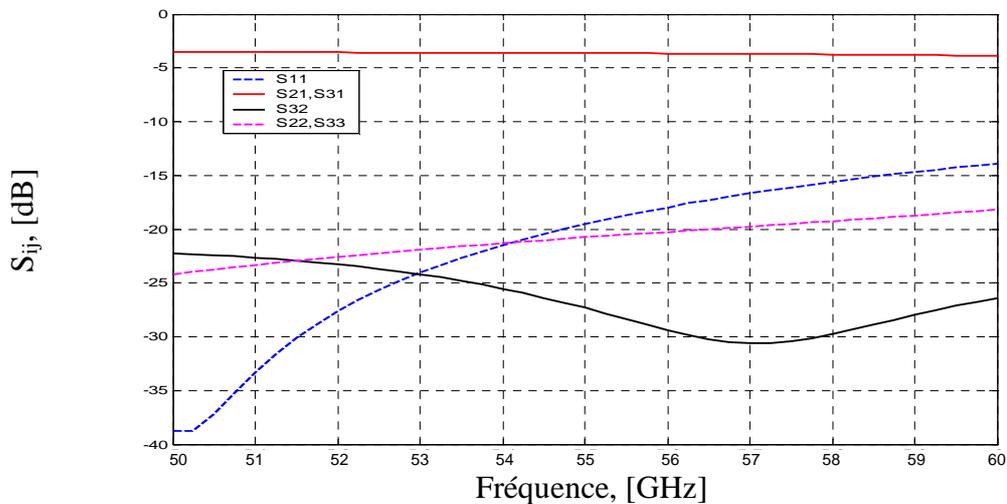


Figure III. 16 : Simulation sur 10GHz de bande autour de 55GHz des paramètres S_{ij}

V.3 Procédé technologique

La réalisation de ces éléments passifs qui composent en partie la balise, se fait par gravure sur alumine de $127\mu\text{m}$ polis sur une face. Cette face est constituée d'une couche de nickel-chrome NiCr étalonnée afin d'obtenir une résistance carrée de 50Ω , puis d'une couche d'or de $1.5\mu\text{m}$. La seconde face est également recouverte d'une couche NiCr mais dont l'épaisseur n'est pas garantie. Cette couche est dédiée au plan de masse.

Le procédé technologique développé se compose de quatre étapes, mais avant de procéder à ces différentes étapes technologiques, un report de l'alumine sur un substrat silicium enduit préalablement de résine PMMA 950K 5% garantit une plus forte rigidité.

La première étape consiste à protéger les emplacements qui constitueront les lignes microruban en or. La résine AZ1518 qui est dite positive, est appliquée par enduction rotative puis insolée par le masqueur optique. Les parties sensibilisées non protégées par le masque sont décollées par un révélateur. Les photos Figure III. 17 et Figure III. 18 montrent la résine restante après révélation. Lorsque les motifs sont identiques à la précision attendue, celle-ci est recuite durant 80mn afin de la durcir avant l'attaque Au.

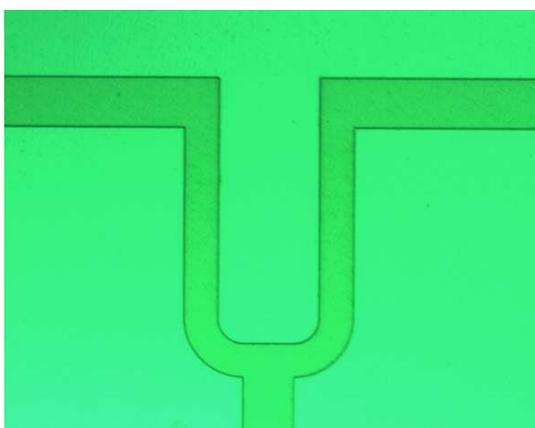


Figure III. 17 : Masque de résine du diviseur

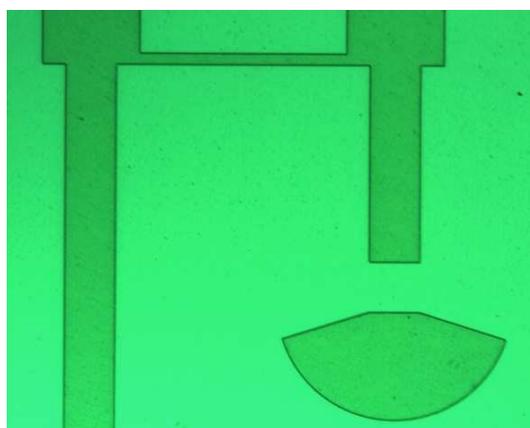


Figure III. 18 : Masque de résine du coupleur

Puisque la résine protège l'or, l'échantillon est plongé dans une solution à base de KI (iodure de potassium) qui va attaquer la partie non couverte. La donnée importante de ce type d'attaque est le temps de gravure de la solution puisque un temps trop long provoquerait des sous gravures qui peuvent en conséquence modifier les caractéristiques du composant. Dans notre cas, la sous-gravure est en moyenne de l'ordre de $1.5\mu\text{m}$, et son effet a été pris en compte dans la conception du masque.

Nous pouvons voir sur les deux Figure III. 19 et Figure III. 20, la partie jaune qui est l'or et le fond gris de NiCr qui apparaît après l'attaque.

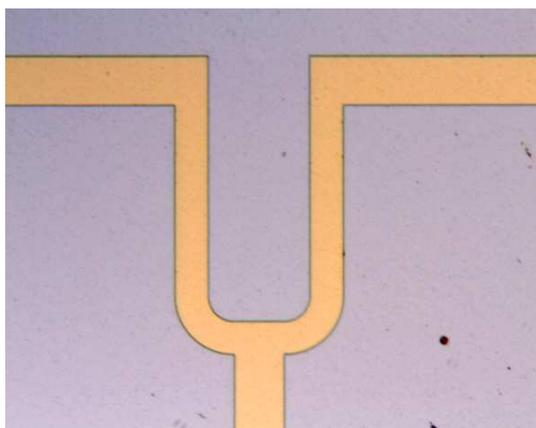


Figure III. 19 : Attaque Au autour du diviseur

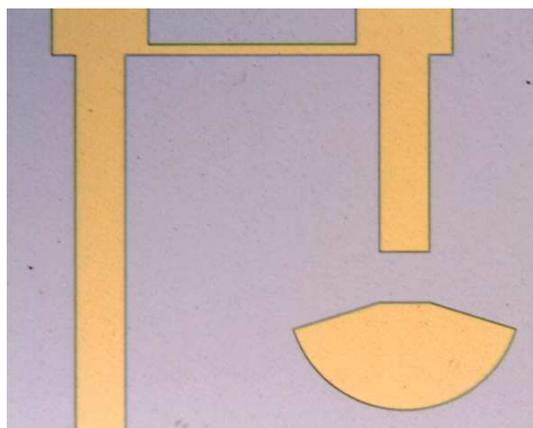


Figure III. 20 : Attaque Au autour du coupleur

Une fois l'attaque Au effectuée, le reste de résine est éliminé. Une seconde couche de résine identique est appliquée afin de réaliser les résistances de 100Ω et 50Ω . De la même façon que pour l'attaque Au, ces motifs vont protéger le NiCr pendant l'attaque. Les effets de sous gravure ont été ici aussi pris en compte ainsi que les recouvrements sur les pistes voisines pour éviter les coupures.

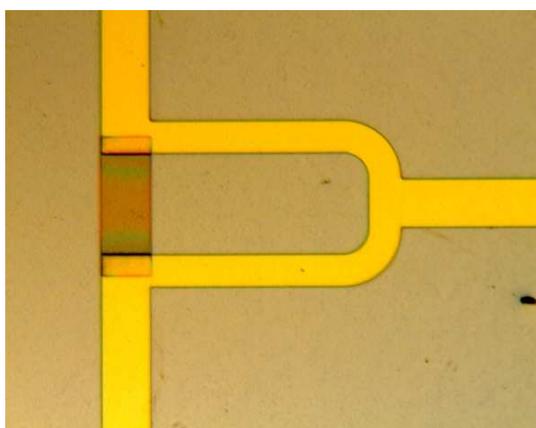


Figure III. 21 : Second masque de résine sur la charge du diviseur

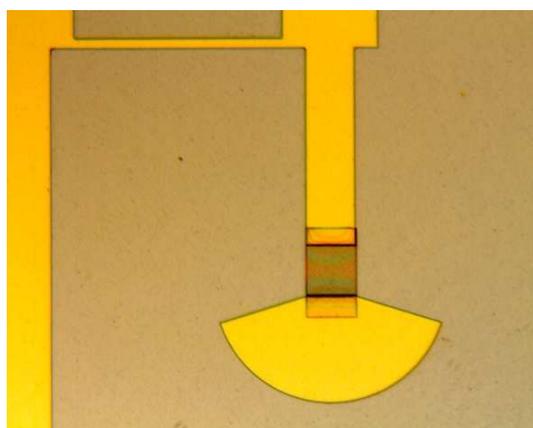


Figure III. 22 : Second masque de résine sur la charge du coupleur

Une fois la résine recuite, nous procédons à l'attaque NiCr dans les mêmes conditions que l'attaque Au, mais avec des temps de gravure beaucoup plus courts.

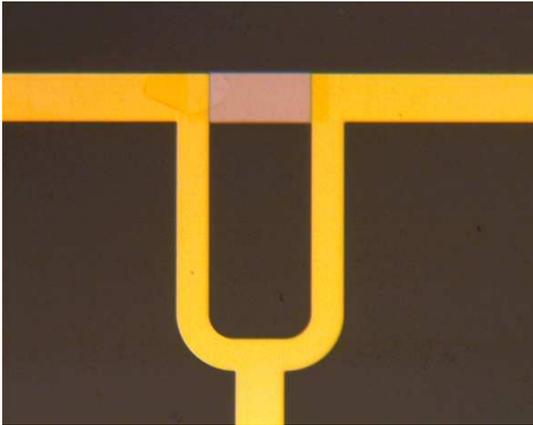


Figure III. 23 : Attaque nickel-chrome sur le diviseur

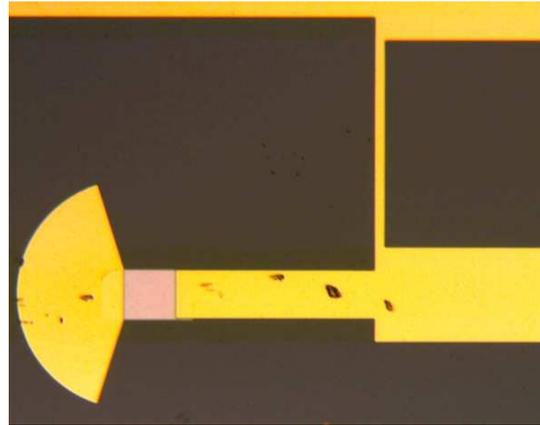


Figure III. 24 : Attaque nickel-chrome sur le coupleur

En résumé, le procédé technologique comporte 8 étapes que nous rappelons ci-après:

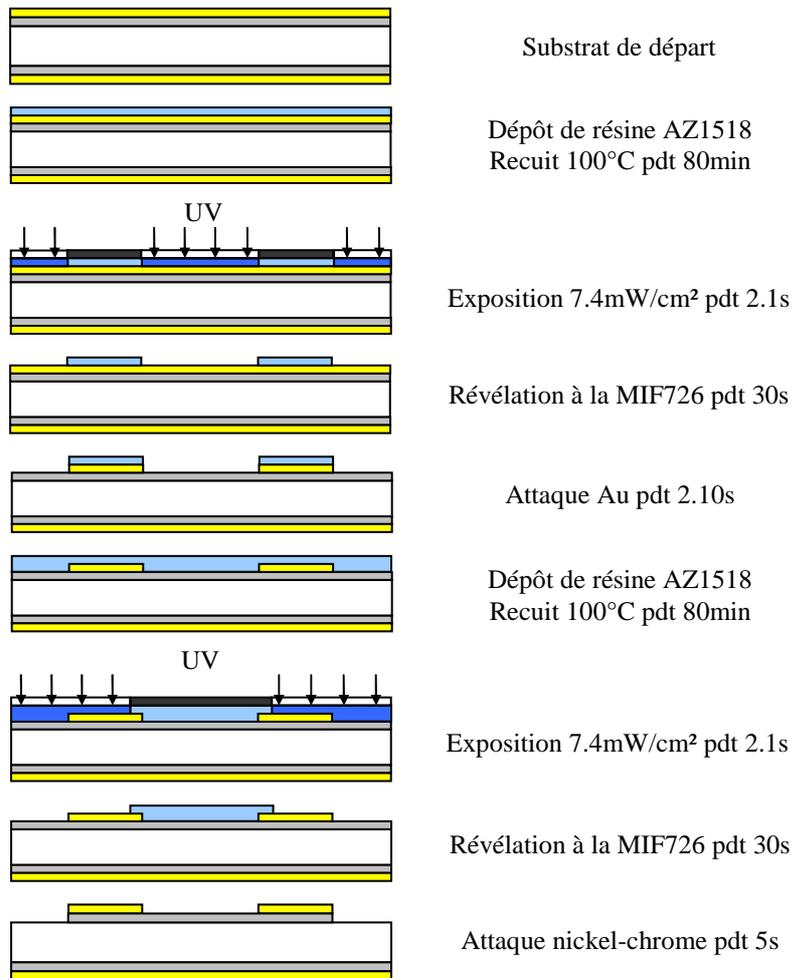


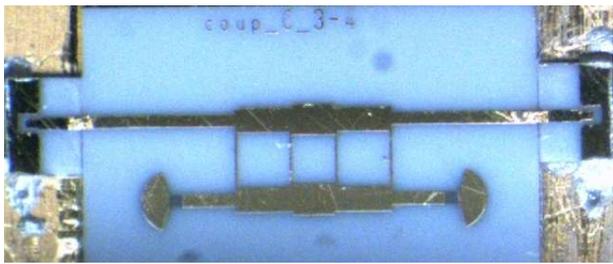
Figure III. 25 : Résumé du procédé technologique

V.4 Caractérisation des éléments passifs

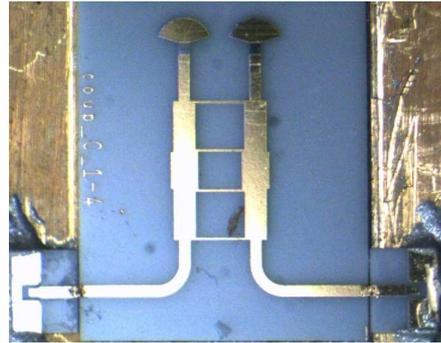
Les éléments passifs (coupleur, diviseurs, lignes) sont caractérisés sous pointes dans la gamme 50 - 60 GHz sur l'analyseur de réseau vectoriel : Agilent HP 8510C.

V.4.1 Coupleur 3dB 90°

Quatre coupleurs de topologie différente ont été réalisés afin de procéder à une campagne de caractérisation statistiquement significative.



(a)



(b)

Figure III. 26 : Photos du coupleur dans différentes configurations

Les photos Figure III. 26 représentent les coupleurs montés pour la caractérisation en transmission Figure III. 26 (a) et en isolation Figure III. 26 (b). Après découpage, les coupleurs sont collés sur un socle en laiton doré par électrolyse. Les accès pointes, qui sont des transitions micro-ruban coplanaires, sont collés sur les branches concernées.

Nous observons un déséquilibre entre les deux branches puisque le coefficient S_{21} est de -3dB alors que le coefficient S_{31} est proche -4.3dB. En revanche l'isolation est de bonne qualité, puisque nous avons -25 dB sur 4 GHz de bande autour de 55 GHz.

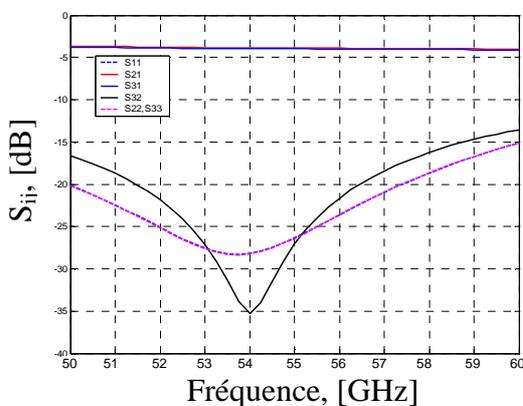


Figure III. 27 : Résultats des simulations du coupleur sur 10GHz de bande autour de 55GHz

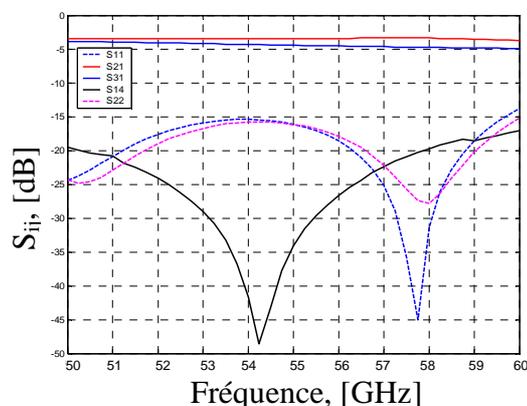


Figure III. 28 : Caractérisation du coupleur sur 10GHz de bande autour de 55GHz

Le déphasage entre les deux ports de sortie (ports 2 et 3) du coupleur est de $92.5^\circ \pm 1^\circ$.

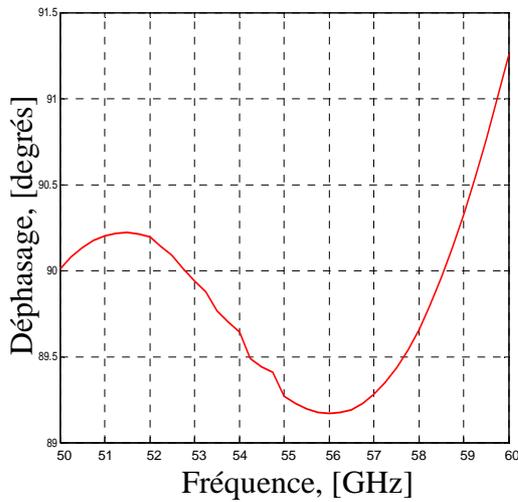


Figure III. 29 : Résultats des simulations du déphasage du coupleur sur 10GHz de bande autour de 55GHz

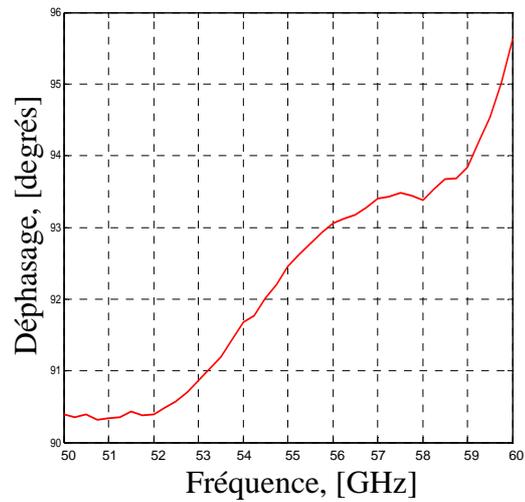


Figure III. 30 : Déphasage du coupleur obtenu par caractérisation sur 10GHz de bande autour de 55GHz

V.4.2 Diviseur Wilkinson

Les diviseurs de puissance sont préparés de manière identique aux coupleurs. Les photos Figure III. 31 illustrent les deux topologies utilisées pour mesurer les pertes des branches directes ainsi que l'isolation entre les ports 2 et 3

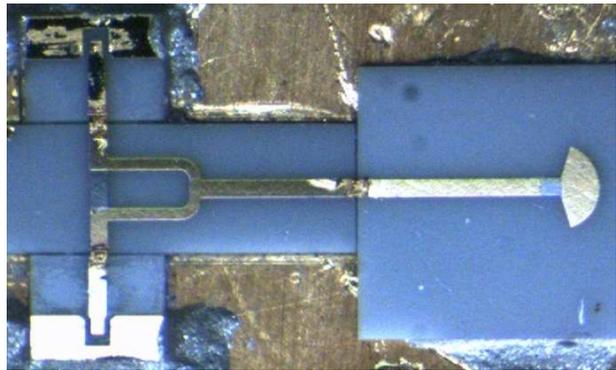
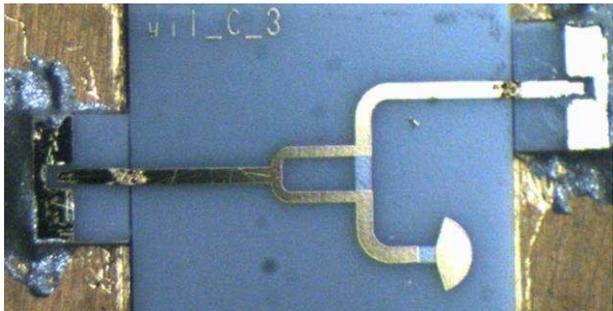


Figure III. 31 : Photos des diviseurs de puissance

La Figure III. 33 présente le résultat de la caractérisation. Les pertes d'insertion S_{21} et S_{31} sont de l'ordre de 3 dB. L'isolation est bonne puisque nous avons -25 dB sur au moins 4GHz de bande autour de la fréquence centrale.

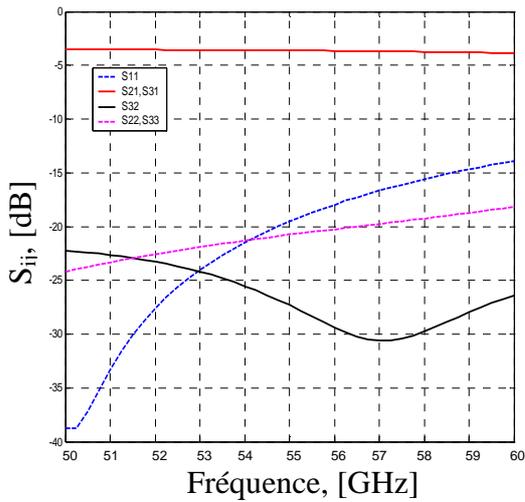


Figure III. 32 : Résultats des simulations des diviseurs de puissance sur 10GHz de bande autour de 55GHz

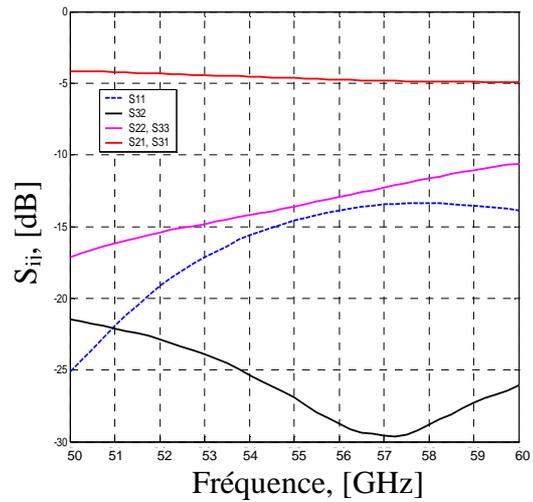


Figure III. 33 : Caractérisation des diviseurs de puissance sur 10GHz de bande autour de 55GHz

V.4.3 Lignes micro ruban

La balise a pour fonction principale d'aiguiller, au moyen de l'étage de répartition, les signaux vers les différentes antennes. Cet aiguillage doit se faire avec des pertes faibles et identiques pour chaque voie.

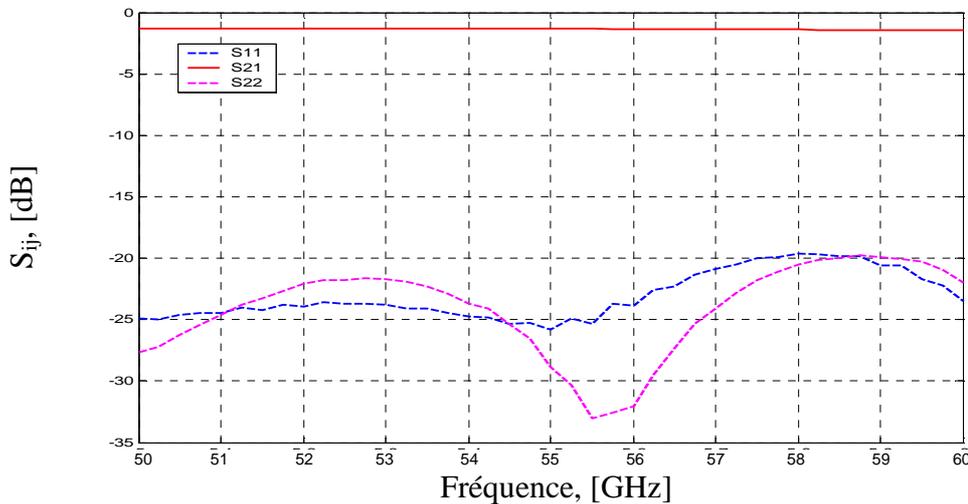


Figure III. 34 : Caractérisation des lignes micro ruban sur 10GHz de bande autour de 55GHz

Les pertes mesurées sur une ligne de 1.1cm sont égales à -1.3 dB, légèrement supérieures au résultat de simulation qui affiche des pertes de -1.18dB. Ce petit écart peut s'expliquer par

la non prise en compte des accès pointes qui ramène, par effets selfiques, des fils d'or utilisés pour interconnecter les différents composants, des pertes supplémentaires.

V.5 Caractérisation des éléments actifs

Les composants actifs sont réalisés en utilisant la filière ED02AH de chez OMMIC. Nous avons dû les caractériser pour vérifier leur tenue en fréquence et adapter si besoin est le système de localisation en conséquence.

V.5.1 Commutateurs

Les commutateurs ont été caractérisés sur la bande 50-62GHz en mode passant et en mode bloqué. Nous observons un important décalage en fréquence qui est principalement dû à la technologie OMMIC. Compte tenu de ce décalage, nous réadaptons notre système afin qu'il soit fonctionnel autour de 55GHz, fréquence où les performances des composants actifs sont optimales.

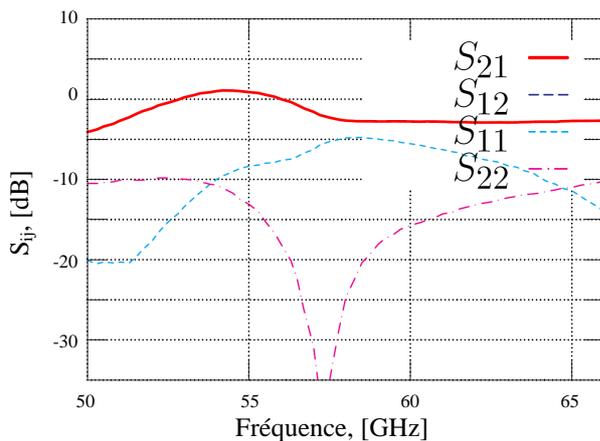


Figure III. 35 : Caractérisation en état ON du commutateur autour de 57.5 GHz

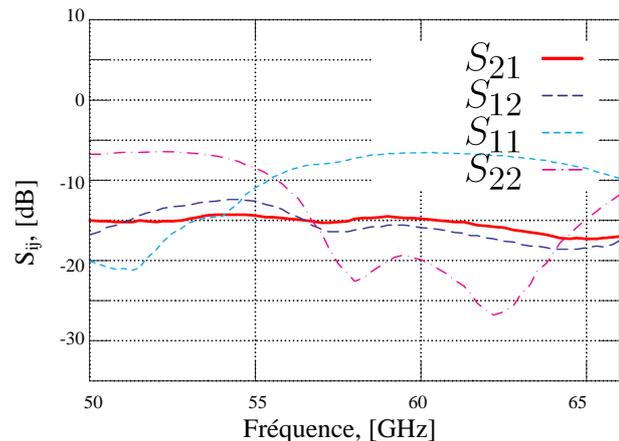


Figure III. 36 : Caractérisation en état OFF du commutateur autour de 57.5 GHz

V.5.2 LNA et détecteur

Pour caractériser le bloc récepteur (LNA - détecteur), nous avons d'abord procédé à la caractérisation du LNA seul. Cette caractérisation est effectuée sous pointe, avec une polarisation $V_{ds}=3V$ et $V_{gs}=0V$ (en classe A). La consommation dans ces conditions est alors de 360mW pour un gain de 25dB. On peut réduire la consommation à 170 mW en pinçant le canal tout en conservant un gain de 20dB ou à 110mW pour un gain de 10 dB. Là encore le décalage en fréquence observé nous oblige à travailler autour de 55GHz.

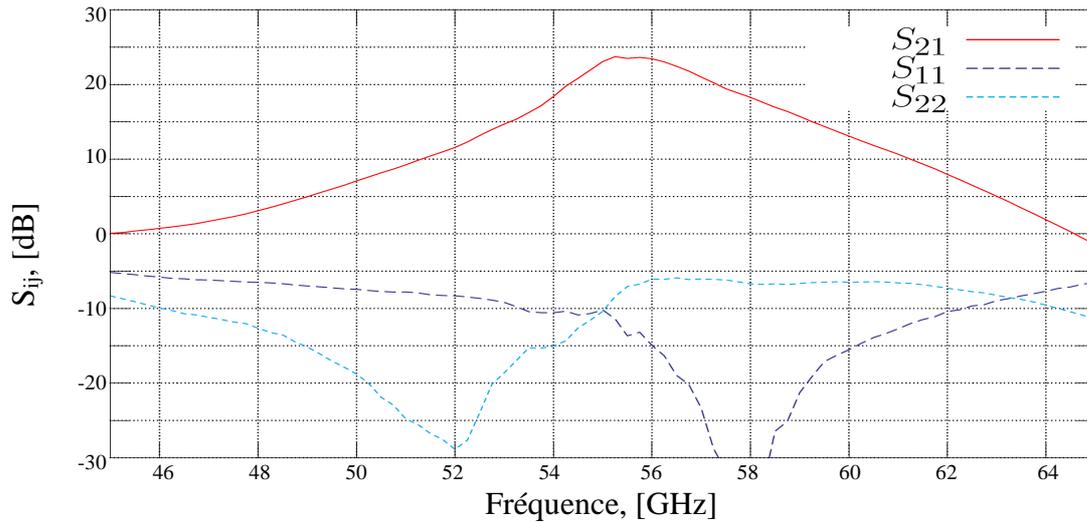


Figure III. 37 : Caractérisation du LNA autour de 55 GHz

La sensibilité du détecteur, illustrée par la Figure III. 38, est constante et vaut environ $0.7 \text{ mV}/\mu\text{W}$ sur une bande de 6GHz autour de 54 GHz. Pour des puissances d'entrées inférieures à -43dBm , la zone quadratique est cohérente. Le détecteur montre une dynamique de 40dB, normalement suffisante pour effectuer un positionnement dans une zone géographique de taille moyenne.

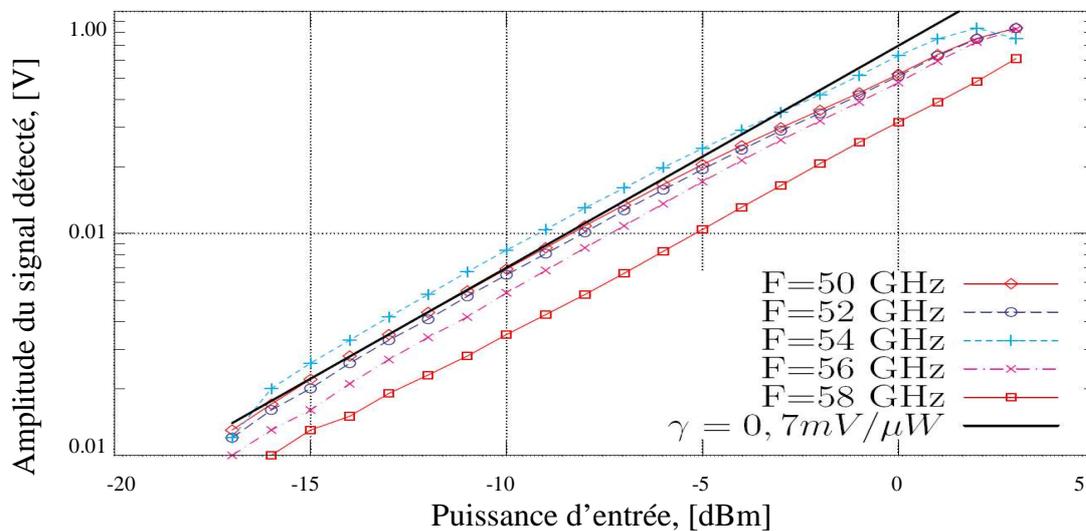


Figure III. 38 : Amplitude des tensions de sortie en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences.

V.5.3 Antennes

Les antennes, qui équipent la balise, sont des guides rectangulaires débouchant directement sur l'espace libre. L'excitation du signal est effectuée par des transitions coaxiale-guide V281A,B de la société Agilent®. Ces antennes ont été réalisées en mécanique en

considérant les gabarits fixés par le standard WR15. Le "design" des antennes en aluminium est représenté Figure III. 39.

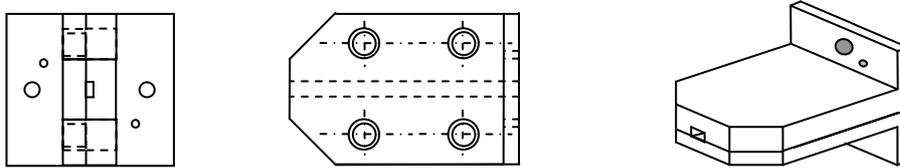


Figure III. 39 : Schéma des antennes d'émission de la balise

V.6 Caractérisation globale de la 1^{ère} balise

Tous les éléments de la balise décrits et caractérisés individuellement dans les paragraphes précédents sont maintenant assemblés sur un socle en laiton doré sur lequel, chaque composant est collé puis connecté par microsoudure aux fils d'or. Comme le montre la photo Figure III. 40, chaque élément est ajusté de façon à limiter les longueurs de fils d'or sources d'effets selfiques préjudiciables en bande millimétrique. Les commutateurs sont polarisés, via des capacités de découplage placées à proximité des composants. La partie commande de ces commutateurs est reliée à la carte de commande par des câbles et connecteurs 50 Ω de type MCX fonctionnant jusqu'à 6 GHz. Les signaux hyperfréquences sont acheminés vers le bloc central et vers les 4 antennes grâce à des câbles coaxiaux bande V. Le diamètre de ces câbles étant de type 1.85mm, il est nécessaire de réaliser des embases en laiton pour accueillir la perle. Les câbles ont été ensuite cintrés pour distribuer sur chaque antenne les signaux à émettre. La photo Figure III. 41 illustre cet aspect mécanique qui consiste à éloigner de la source les points d'émission afin de respecter les dimensions de la base B. Cette topologie donne une structure où les deux réseaux d'antennes sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre. L'ensemble est maintenu solidaire grâce une mécanique adaptée usinée dans un PVC dur et léger.

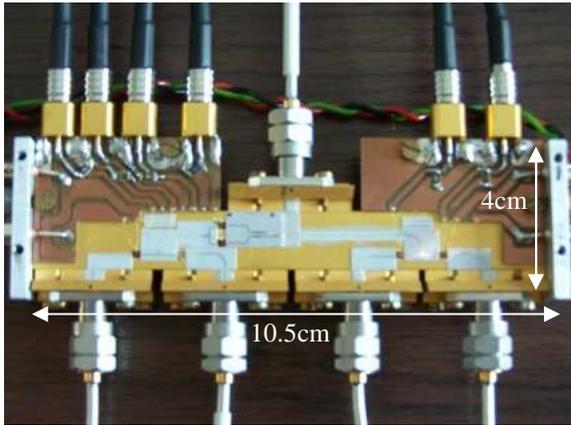


Figure III. 40 : Photo du cœur de la balise assemblée

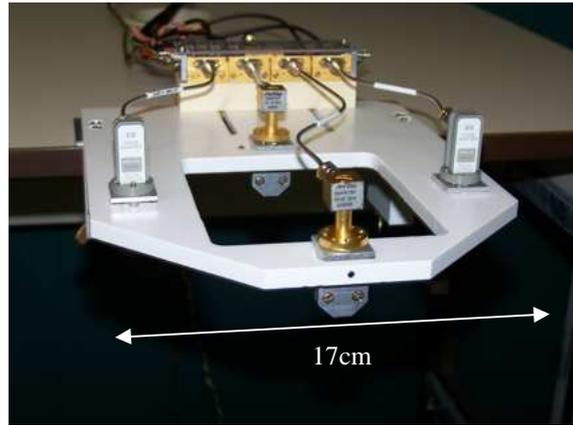


Figure III. 41 : Photo de la balise avec le réseau d'antennes

Les Figure III. 42, Figure III. 43, Figure III. 44, Figure III. 45, donnent les caractérisations sur 10GHz de bande autour de 55GHz, des branches de la balise pour l'extinction et l'émission dans les principales situations du protocole d'émission.

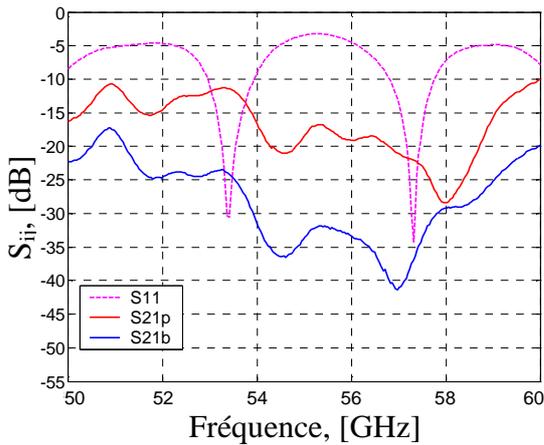


Figure III. 42 : 1^{ère} branche

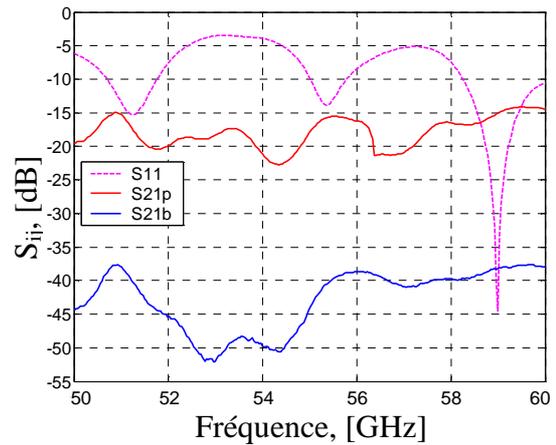


Figure III. 43 : 2^{ème} branche

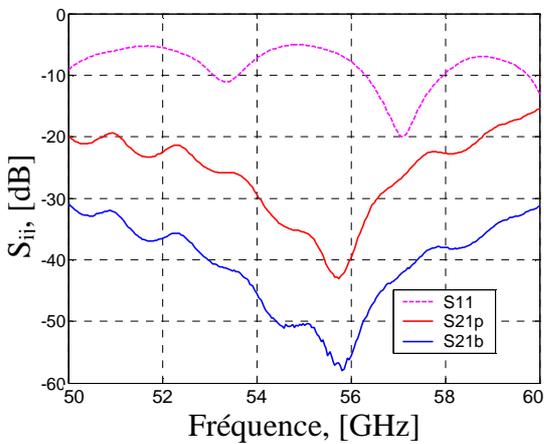


Figure III. 44 : 3^{ème} branche

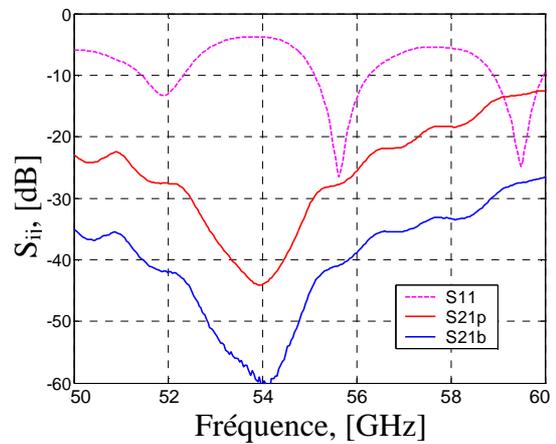


Figure III. 45 : 4^{ème} branche

Les résultats de la caractérisation montrent des pertes importantes qui s'avèrent prohibitives pour la suite de l'exploitation. Ces pertes sont principalement dues aux nombreux commutateurs utilisés et aux grandes longueurs de lignes nécessaires pour la connexion de l'ensemble. Ce constat nous conduit à envisager la mise en place d'une nouvelle balise plus compacte où les pertes sont réduites de manière significative.

VI Définition d'une balise deuxième génération

VI.1 Présentation

Le paragraphe précédent met en évidence les problèmes structurels de la balise. Ils sont essentiellement dus au nombre important de commutateur et de points de soudure ainsi qu'au disfonctionnement de l'ensemble coupleur-Wilkinson-commutateur. Comment simplifier cette balise et réduire les pertes ? Revenons sur les éléments sensibles, le premier élément est le coupleur, sa fonction est de combiner vectoriellement les signaux RF afin de produire à la réception des signaux I-Q. Il permet de ce fait de distinguer les objets situés à l'est de la balise, des objets situés à l'ouest, ou encore des objets situés au nord de la balise, des objets situés au sud de la balise. En le retirant, on peut gagner 3dB sur le facteur de bruit, mais on ne sait plus faire la distinction entre les objets situés de part et d'autre de la balise. On peut toutefois continuer à faire cette distinction, si on introduit un déséquilibre dans l'une des voies. Si la branche de droite du réseau d'antenne est plus grande que la branche de gauche, et qu'elle admet un retard τ parfaitement caractérisé, la TDOA mesurée aura une certaine valeur. Si nous retirons à cette TDOA le retard τ , si l'objet est à droite, la différence sera positive et si il est situé à gauche, elle sera négative.

Le second défaut de la première balise est le nombre important de diviseurs de puissance et des commutateurs. Ce nombre peut être réduit en jouant sur la position géographique des réseaux d'antennes. Les deux réseaux d'antennes ne fonctionnent jamais en même temps, ce qui signifie, que deux antennes pourraient effectuer la même émission. Il faut alors retirer une branche et ainsi supprimer au moins un diviseur et un commutateur. Nous passons d'une configuration à 4 antennes placées dans un carré Figure III. 46 à une topologie à 3 antennes en L Figure III. 47.

Pour rendre compact l'ensemble, la base B passe de 15cm à 10cm.

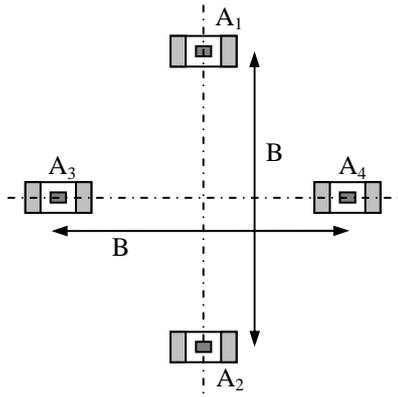


Figure III. 46 : Topologie à 4 antennes

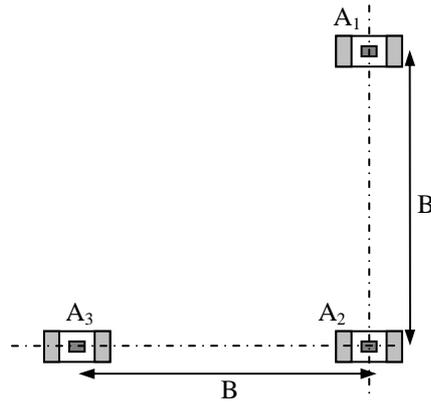


Figure III. 47 : Topologie à 3 antennes

La structure de la nouvelle balise (Figure III. 48) est beaucoup plus simple, ce qui diminue drastiquement le nombre d'éléments et de points de soudure. Mais cette simplification va engendrer une complexification du traitement de signal à la réception.

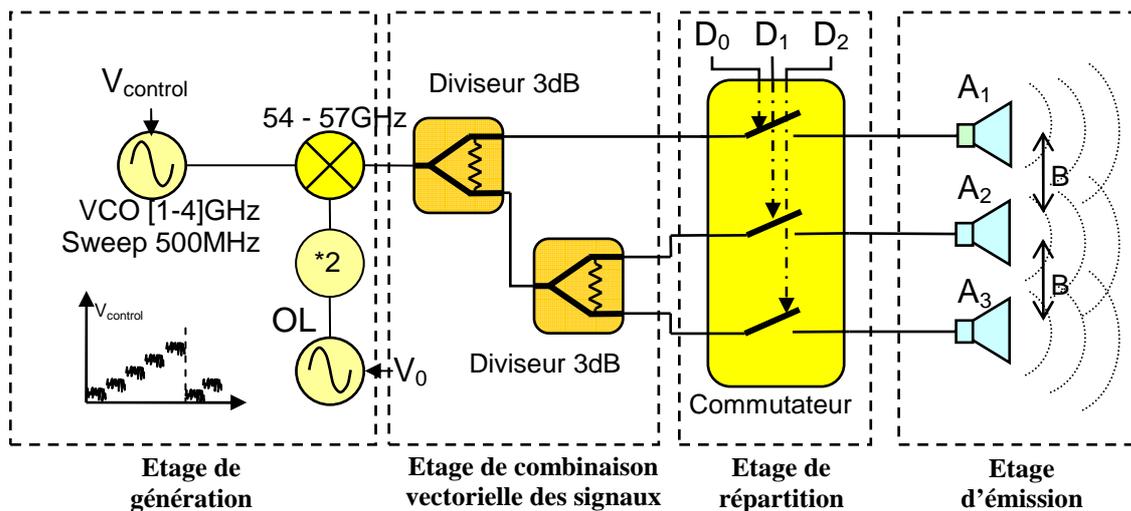


Figure III. 48 : Structure de la seconde balise simplifiée

Cette nouvelle balise photographiée Figure III. 49 est assemblée de la même façon que la première, mais en optimisant le nombre d'éléments. Les gravures des Wilkinsons sont effectuées sur la même alumine supprimant ainsi toutes les soudures les différents éléments. Sa taille est également réduite induisant une diminution des pertes.

La Figure III. 50, montre la balise complète. Cette simplification engendre une baisse de la consommation générale de la balise passant de 3.45A à 1.27A.

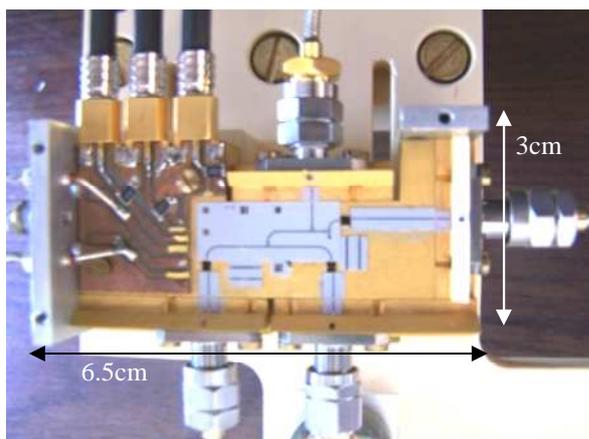


Figure III. 49 : Photo du cœur de la balise assemblée

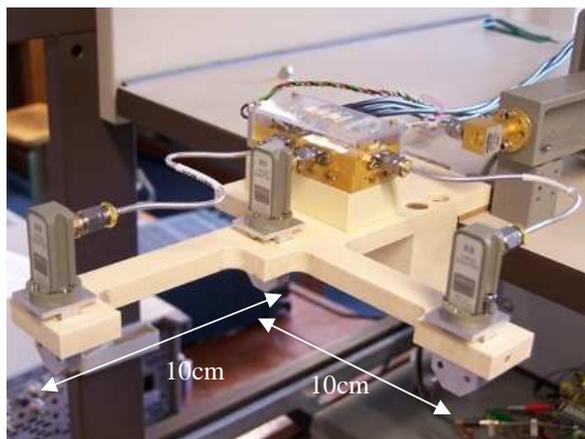


Figure III. 50 : Photo de la balise avec le réseau d'antennes

VI.2 Caractérisation globale

Comme avec la première balise, la caractérisation est réalisée pour chaque voie de manière indépendante. Le tableau Figure III. 50 récapitule les différents états des commutateurs en grisé.

D_0	D_1	D_2
0	0	0
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0
0	1	1
1	1	1
1	0	1

Figure III. 51 : Tableau récapitulatif des différents relevés

Sur les Figure III. 52, Figure III. 53 et Figure III. 54, sont représentées les paramètres S_{ij} de la balise pour chaque branche dans les deux états (on et off) sur 10GHz de bande autour de 55GHz. Les pertes moyennes sur la bande sont de l'ordre de -8dB à l'état passant et -23dB à l'état bloqué. L'adaptation est correcte puisque le paramètre S_{11} est inférieur à -10dB sur la bande.

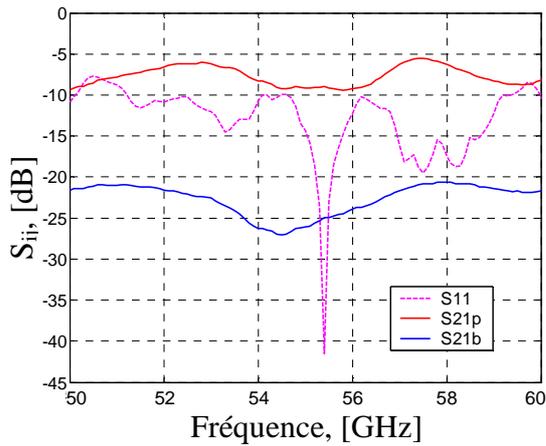


Figure III. 52 : 1^{ère} branche

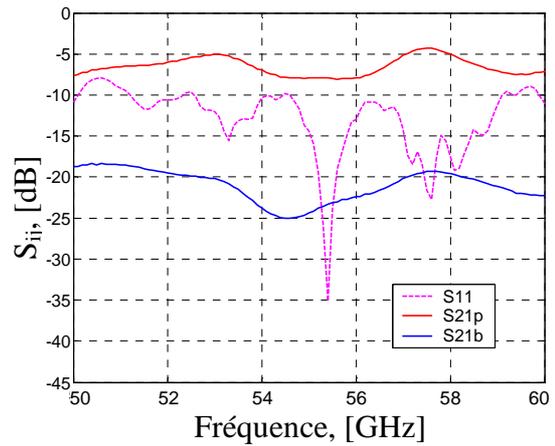


Figure III. 53 : 2^{ème} branche

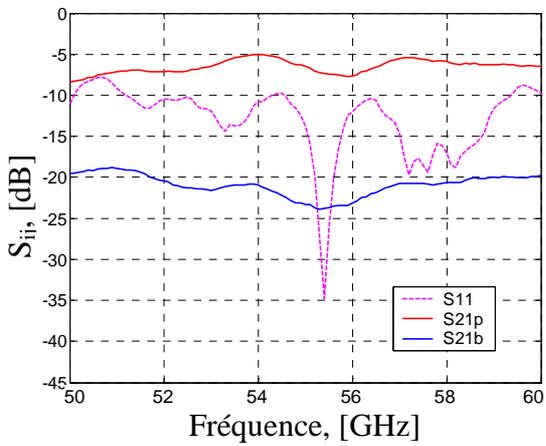


Figure III. 54 : 3^{ème} branche

VI.3 Gain réalisé

Grâce à cette nouvelle topologie, les pertes d'insertion mesurées via les paramètres S_{21} , S_{31} , S_{41} passent à l'état passant de -18dB (balise 1^{ère} génération, valeurs des voies les mieux adaptées) à -8dB (balise 2^{ème} génération). A l'état bloqué, nous conservons une isolation de -15 dB par rapport à l'état passant, l'intermodulation de ce signal de fuite avec le signal émis sera perçue comme une influence de type multi trajets et sera résolue par notre approche interférométrique à spectre étalé.

Nous gagnons également en encombrement puisque la première balise occupée une surface de 300cm², alors que la seconde balise n'occupe plus qu'une surface que de 120 cm².

VII Conclusion

Nous avons, dans ce chapitre, mis en exergue les différents paramètres dimensionnant le système de localisation. Les paramètres étudiés sont pour la balise, la base fixant l'encombrement du réseau planaire d'antennes, les fréquences millimétriques utilisés et les bandes passantes considérées. Pour le récepteur, nous avons évalué l'impact du système de communication sur le système de positionnement et inversement. Cette étude permet par la suite de dimensionner, en terme de puissance, la balise . Une fois déterminés ces différents paramètres, nous avons abordé les aspects conception, réalisation et caractérisation des différents blocs hyperfréquences entrant dans la fabrication de la balise et du récepteur.

Suite à ces études, nous avons pour des raisons de simplification de la balise et afin de réduire drastiquement les pertes constatées, proposé une nouvelle architecture pour une nouvelle balise où le réseau planaire de 4 antennes est remplacé par un réseau planaire de trois antennes. Cette solution est également très économe en longueur de ligne de transmission et en commutateurs.

VIII Références

[i] : Paul F. Combes, “*Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes*”, édition DUNOD, date de parution juin 2001

[ii] : Electronic Communications Committee (ECC), European Radiocommunications Office, <http://www.ero.dk/>

[iii] : Jean Pierre COVILLERS, “*Interférométrie Microonde : Contrôle non destructif et positionnement*”, Thèse de Doctorat, Lille juillet 1997.

[iv] : Cham Kiong Queck, Lionel E. Davis, “*Broadband hybrid microstrip couplers - Amplitude and phase*”, Microwave and Optical Technology Letters, Volume 32, Issue 4 , Pages 254 - 259

[v] : Vogel, R.W., “*Analysis and design of lumped- and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Feb 1992, Volume: 40, Issue: 2, On page(s): 253-262

[vi] : Young-Hoon Chun Jia-Sheng Hong , “*Design of a compact broadband branch-line hybrid*”, Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 June 2005, On page(s): 4 pp.

[vii] : Masahiro Muraguchi, Takeshi Yuki take, and Yochiyuki Naito, “*Optimum Design of 3-Db Branch-Line Couplers Using Microstrip Lines*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Aug 1983, Volume: 83, Issue: 8, pages: 674- 678

[viii] : A. Nassiri - ANL, “*Lecture 10, Power Dividers and Couplers*”, Microwave Physics and Techniques UCSB, June 2003

Sommaire

Chapitre IV : Gestion des signaux et algorithmes de localisation 108

I Introduction	108
II Gestion des signaux de la balise	108
II.1 Séquençage des signaux.	109
II.2 Saut en fréquence	111
II.3 Temps de garde	111
III Traitement bande de base	112
III.1 Détection du début de trame	112
III.2 Numérisation et intégration des signaux	114
III.3 Ordonnancement des signaux	114
III.4 Extraction des signaux d'intérêt	115
III.5 Résultats de simulation	116
III.6 Mesure de la TDOA	117
III.7 Mise en œuvre	118
a) Cas d'une propagation en espace libre	118
b) Cas d'une propagation en milieu confiné	119
III.8 Traitement sur fraction de période	121
III.8.1 Définition du rapport « signal à bruit »	121
III.8.2 Traitement sur 1/8 périodes	122
IV Algorithmique de localisation	123
IV.1 Détermination des coordonnées des objets.	123
IV.2 Mise en œuvre	126
IV 2.1 Principe de convergence de l'algorithme de localisation	126
IV 2.2 Apport du map-matching	127
IV.3 Résultats expérimentaux	128
IV.3.1 Balise 1 ^{ère} génération	128
IV.3.2 Balise 2 ^{ème} génération	131
IV.3.3 Accroissement de la précision	132
V Conclusion	134
VI Références	135

Chapitre IV : Gestion des signaux et algorithme de localisation

I Introduction

Ce chapitre décrit les principales étapes nécessaires préalables à la détermination des coordonnées spatio-temporelles d'un ou plusieurs objets communicants mobiles (ou fixes). Dans un premier temps, on détaille le fonctionnement de la balise. On présente la gestion de la ressource fréquentielle et le séquençage des signaux. Dans un deuxième temps, nous présentons les principaux traitements en bande de base effectués au niveau du récepteur. La troisième partie de ce chapitre décrit brièvement différentes méthodes d'extractions de la TDOA à partir des signaux I-Q. La dernière partie décrit l'algorithme de positionnement et présente les principaux résultats de mesure.

II Gestion des signaux de la balise

Nous avons vu dans le chapitre III, que le mobile calcule sa position par rapport au site de référence qu'est la balise. Les coordonnées sont obtenues par le traitement au niveau de la station mobile des signaux de la balise, émis sous forme de trame. Dans les paragraphes suivants, nous allons détailler la structure de cette trame.

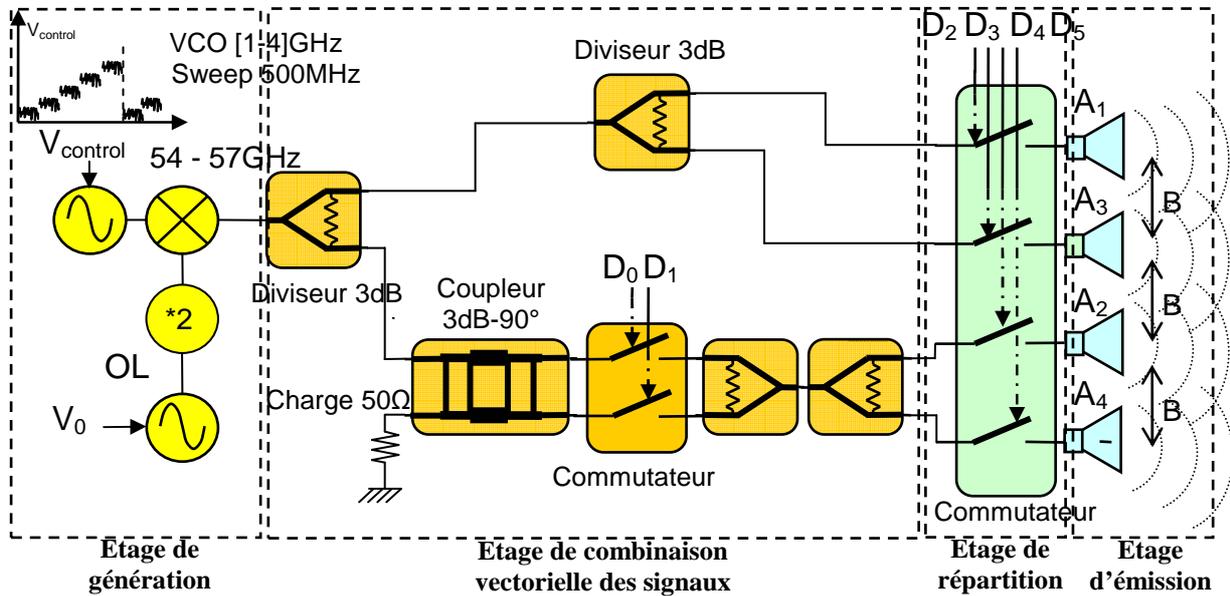


Figure IV. 1 : Structure retenue pour la balise d'émission

II.1 Séquençage des signaux.

Le principe interférométrique utilisé pour positionner l'OMC est fondé sur la lecture de la TDOA. Cette information est obtenue moyennant un balayage fréquentiel de la bande d'intérêt ΔF par des porteuses F_c dont on a étalé le spectre d'une quantité δF .

Soulignons que le récepteur doit établir à partir des signaux envoyés par la balise les signaux d'intérêt qui s'expriment par

$$I(f) = E_1(f)^2 + E_2(f)^2 + E_1(f).E_2(f).\cos(2.\pi.f.\tau) \quad \text{Eq IV. 1}$$

$$Q(f) = E_1(f)^2 + E_2(f)^2 + E_1(f).E_2(f).\sin(2.\pi.f.\tau) \quad \text{Eq IV. 2}$$

Pour cela la balise doit transmettre les signaux selon la trame de la figure VI.2

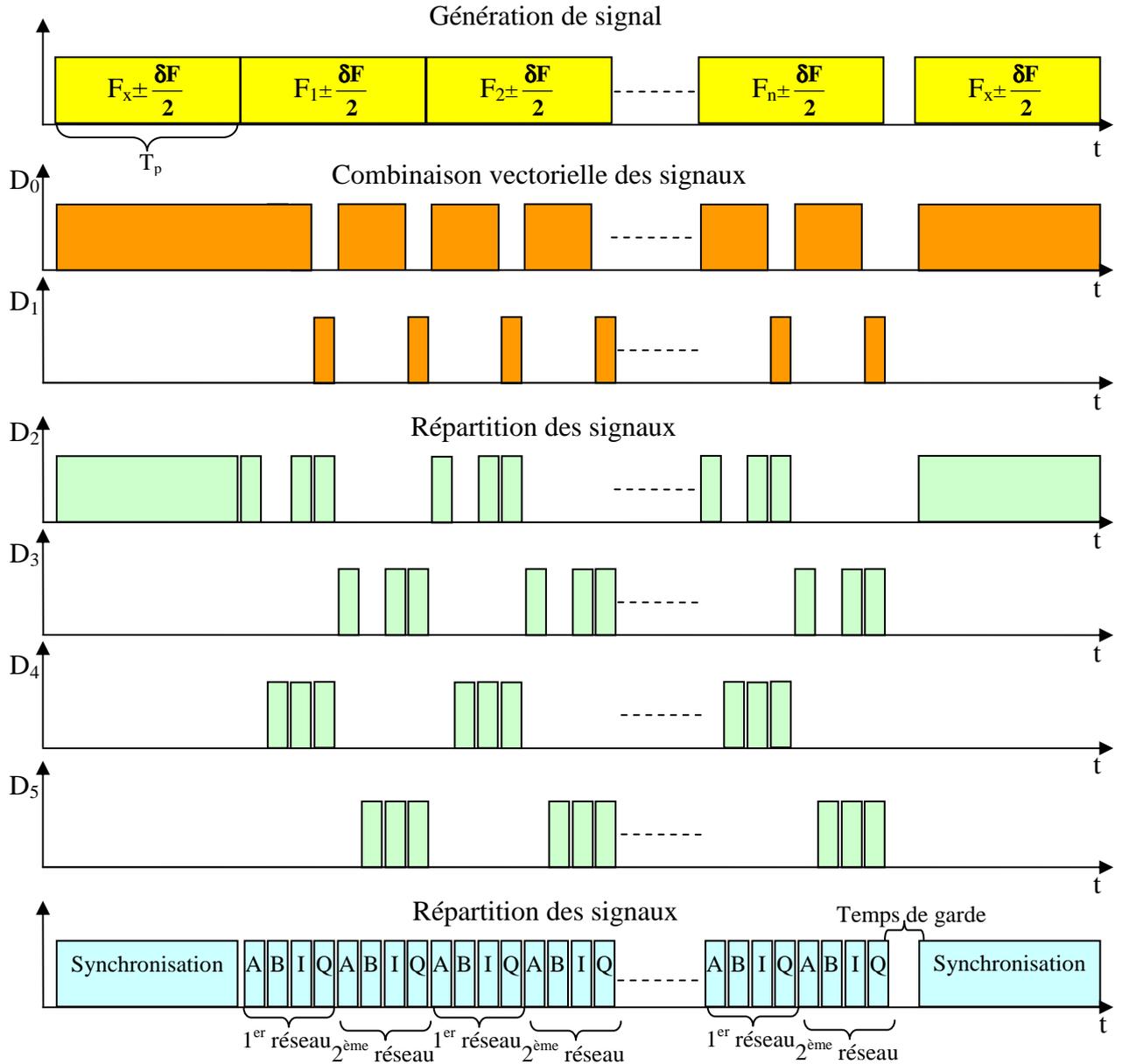


Figure IV. 2 : Chronogramme de commande de la balise

Durant un temps T_p , une première porteuse F_x est émise. Compte tenu de l'état des différents commutateurs de l'étage de combinaison vectorielle et de l'étage de répartition, cette porteuse produit, à la réception, un signal continu sur la durée T_p et est interprétée comme le bit de synchronisation ou de démarrage.

Ensuite la balise émet durant un temps T_p une seconde porteuse F_1 affectée de l'étalement δF . Cette fois-ci, l'état des différents commutateurs permet de découper ce temps T_p en 8 intervalles. Les 4 premiers intervalles correspondent aux informations délivrées par le premier réseau composé des antennes A_1 et A_2 et les 4 derniers correspondent aux informations délivrées par le second réseau composé des antennes A_3 et A_4 .

Raisonnons sur les 4 premiers intervalles. Le premier intervalle noté A permet au récepteur de détecter un signal qui renseigne sur l'amplitude du signal provenant de l'antenne A_1 , le second intervalle noté B permet de renseigner sur l'amplitude du signal provenant de l'antenne A_2 , le troisième intervalle noté I permet de renseigner sur le terme en cosinus issu des signaux en phase provenant des antennes A_1 et A_2 et l'intervalle noté Q renseigne sur le terme en sinus issu des signaux en quadrature provenant des antennes A_1 et A_2 .

Le même traitement est effectué pour le second réseau composé des antennes A_3 et A_4 .

II.2 Saut en fréquence

L'opération que l'on vient de décrire est répétée pour plusieurs porteuses afin de réaliser un échantillonnage sur toute la bande ΔF . Pour satisfaire le théorème de Shannon, le nombre de porteuses est au moins égal à trois, lorsque la TDOA est maximum soit $TDOA = \frac{B}{c}$.

En fixant la base B à 10 cm (minimum), la TDOA maximum est égale à 333ps et la bande d'investigation est d'au moins $\Delta F = 3\text{GHz}$, ce qui signifie que nous pouvons nous satisfaire d'une porteuse à 59GHz, une seconde à 60GHz et enfin une troisième à 61GHz. Toutefois dans la mesure du possible et pour augmenter la précision de la mesure nous essayons d'augmenter ce nombre. Un nombre important de porteuses permet par ailleurs de « remplacer » l'étalement et l'intégration hardware par son équivalent en numérique. Dans ce cas l'intégration analogique sur δF est remplacée par un moyennage sur N porteuses dans une fenêtre glissante δF .

La séquence d'émission des porteuses utiles au traitement au niveau du récepteur est terminée par un bit de fin qui à l'image du bit de démarrage est une porteuse transmise moyennant un arrangement particulier des commutateurs des étages de combinaison vectorielle et de répartition.

II.3 Temps de garde

Le temps de garde est la durée qui va séparer la fin de la trame précédente des bits de synchronisations de la trame suivante. Cette durée est contrainte par le temps de traitement des informations dans le récepteur. Pour définir ce paramètre, il est nécessaire de connaître la durée du traitement. Le traitement de la position est effectuée sous Matlab® en 2s, ce qui donnerait en l'intégrant dans un langage adapté 200ms. Il faut soit que la seconde trame commence immédiatement et soit terminée avant la fin du traitement, soit attendre la fin du

traitement pour recommencer. Pour le système bénéficiant d'une FIFO, la répétition de l'émission ne pose pas de problèmes. Le temps de garde doit juste être supérieur au temps d'intégration du détecteur de façon à différencier le début et la fin de la trame.

III Traitement bande de base

Ce traitement s'effectue au niveau du récepteur dont la simplification poussée a eu deux conséquences :

Une architecture de balise plus complexe.

Un traitement en bande de base accru.

III.1 Détection du début de trame

La Figure IV. 3 représente l'architecture globale du récepteur, nous distinguons 3 étages principaux :

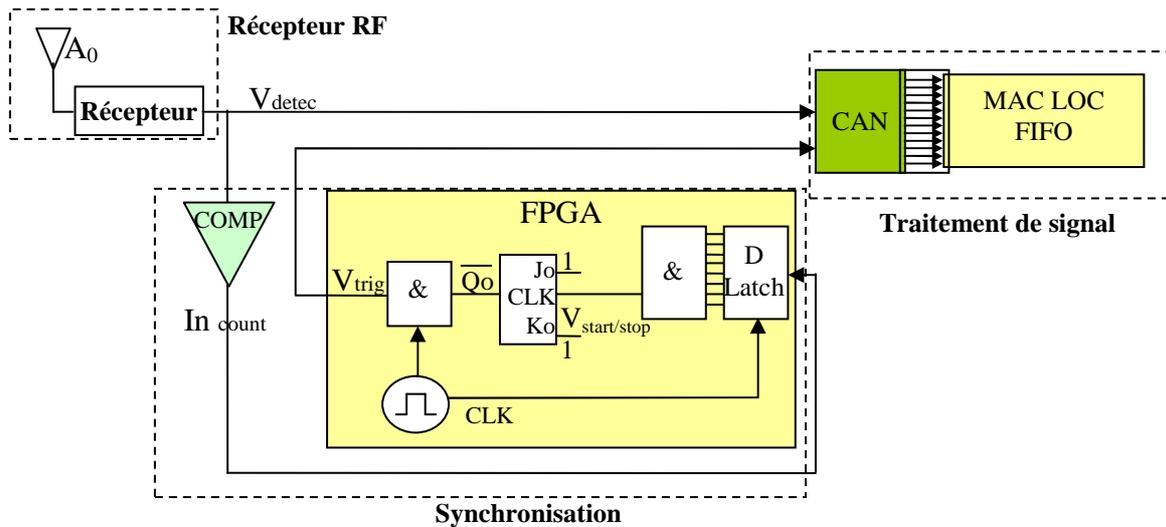


Figure IV. 3 : Schéma global du récepteur de la plateforme

Le premier étage est constitué du récepteur RF. Il associe un LNA et une détection. Son rôle est de récupérer l'enveloppe nommé V_{detec} des signaux de la trame (Figure IV. 4) reçus sur l'antenne A_0 .

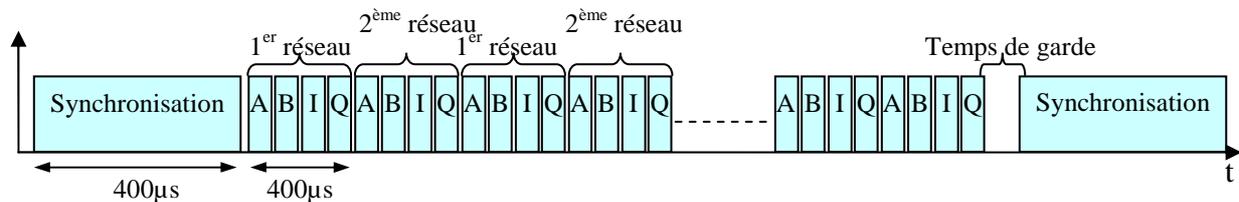


Figure IV. 4 : Trame émise par la balise.

Le second étage réalisé au cœur d'un FPGA, consiste à détecter le début de la trame que l'on appelle synchronisation. Cette synchronisation utilise, comme nous l'avons évoqué précédemment, le fait que le signal détecté paraisse constant sur la durée $T_p=400\mu s$. Le niveau V_{detec} (Figure IV. 5) dans ce cas, est continu durant toute l'émission de A_1 , ce qui se traduit au niveau des sorties de la bascule D latch (Figure IV. 3) par 8 bits à "1". Un bit de start est disponible sur \bar{Q}_0 et reste à "1" toute la durée de la trame. Ce bit modulé par l'horloge CLK, indique que la trame est disponible à l'entrée du CAN et cadence chaque échantillonnage. Cette situation est unique dans la trame et ne provoque donc pas d'ambiguïté. En effet lorsque les signaux émis ne sont pas les signaux de synchronisation, on observe à la réception des signaux dont le niveau varie tous les $100\mu s$.

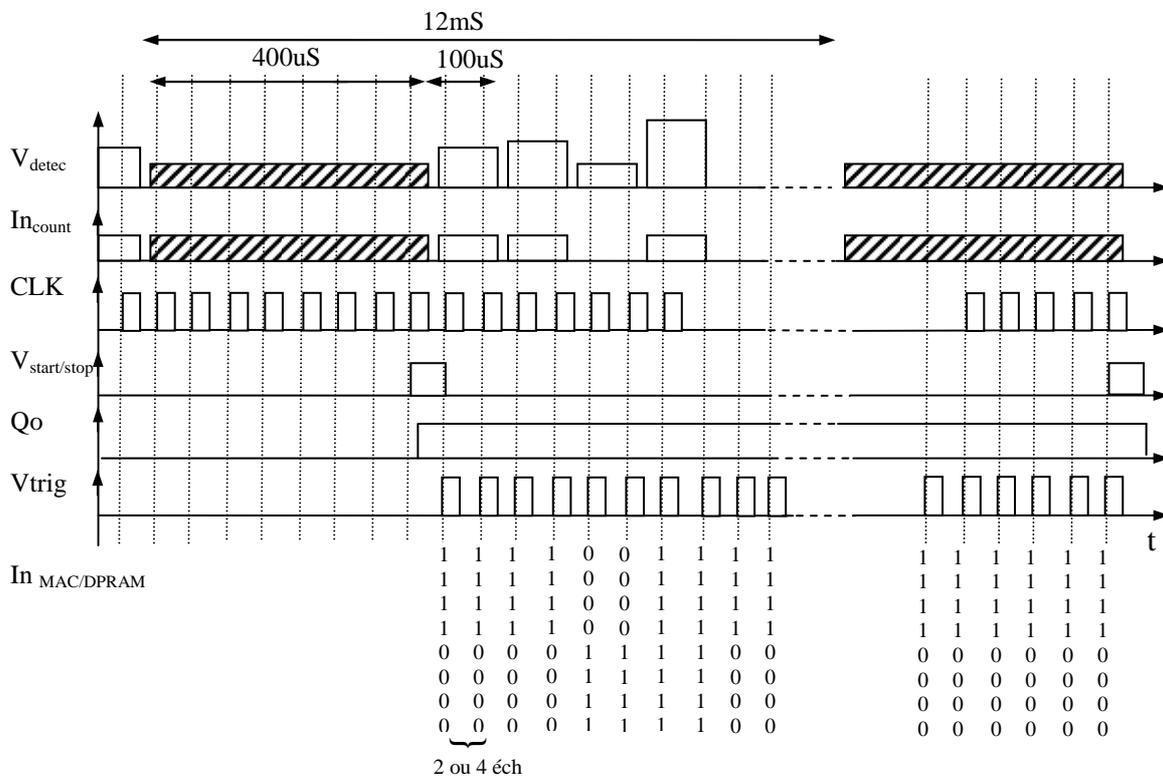


Figure IV. 5 : Chronogramme des signaux au niveau du récepteur

Le troisième étage regroupe toute la partie traitement de signal, qu'il est possible de décomposer en 4 blocs (Figure IV. 6) :

Le bloc 1, nommé conversion et réalisé par le CAN, échantillonne V_{detec} .

Le bloc 2, sert de pré-traitement afin de reconstituer des signaux I et Q. Cette partie est effectuée par le FPGA.

Le bloc 3, utilisé comme mémoire tampon est constitué d'une FIFO. Les données I et Q y sont stockées (sous 240 bytes) avant le traitement par l'ARM

Le dernier bloc, appelé bloc 4, est l'unité de traitement centrale puisqu'elle renferme les algorithmes d'obtention de la TDOA et de positionnement (développé en C++). Cette unité est construite autour d'un microprocesseur de type ARM9.

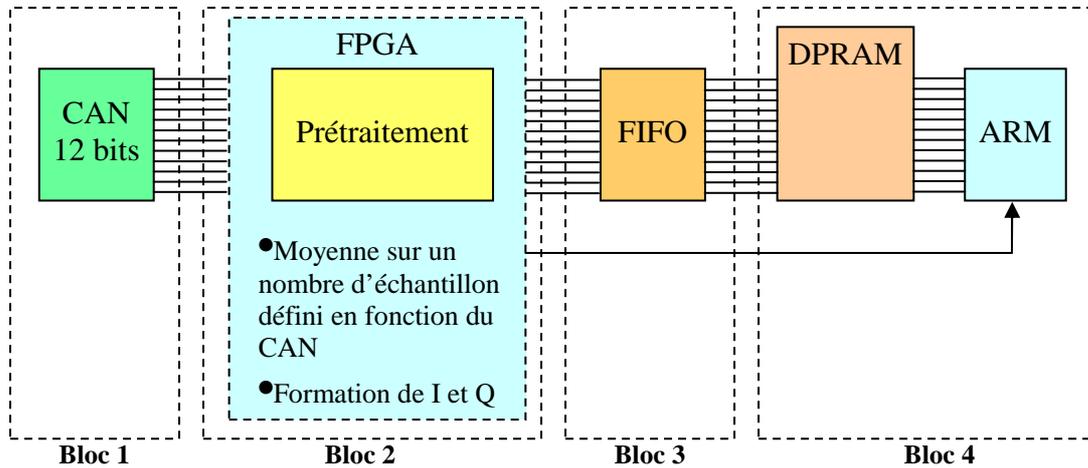


Figure IV. 6 : Structure choisie pour l'unité de traitement

III.2 Numérisation et intégration des signaux

La numérisation des signaux (bloc1) ne pose pas de problèmes majeurs puisque la trame a une évolution lente, de l'ordre de 10KHz voire moins. Sur chaque niveau, deux échantillons sont prélevés. L'information est de type série en entrée du convertisseur et parallèle en sortie avant d'être traitée au niveau du FPGA.

La caractéristique attendue pour une variation de V_{detec} de 4V maximum est une précision de l'ordre du mV, soit 4000 valeurs, par conséquent en optant pour une solution 12 bits, la précision est égale à $970\mu V$, donc appropriée à la mesure.

III.3 Ordonnement des signaux

Nous développons ici les signaux détectés au niveau du récepteur en fonction du séquençage de la balise. La Figure IV. 7 détaille l'ordre d'arrivée des signaux en sortie de la détection avant d'être prétraités par le FPGA. Le protocole évolue selon le nombre de fréquences utilisé ainsi que l'exploitation ou non de la donnée de quadrature Q. En effet il n'est pas nécessaire de travailler simultanément avec les signaux I-Q pour en extraire la TDOA. Toutefois cette mesure de redondance permet de s'affranchir des gains de la chaîne et par conséquent d'améliorer in fine la précision.

Pour le 1^{er} réseau, comme déjà mentionné au début du chapitre, les porteuses F_i émises par la balise permettent la détermination au niveau du récepteur du format ABIQ.

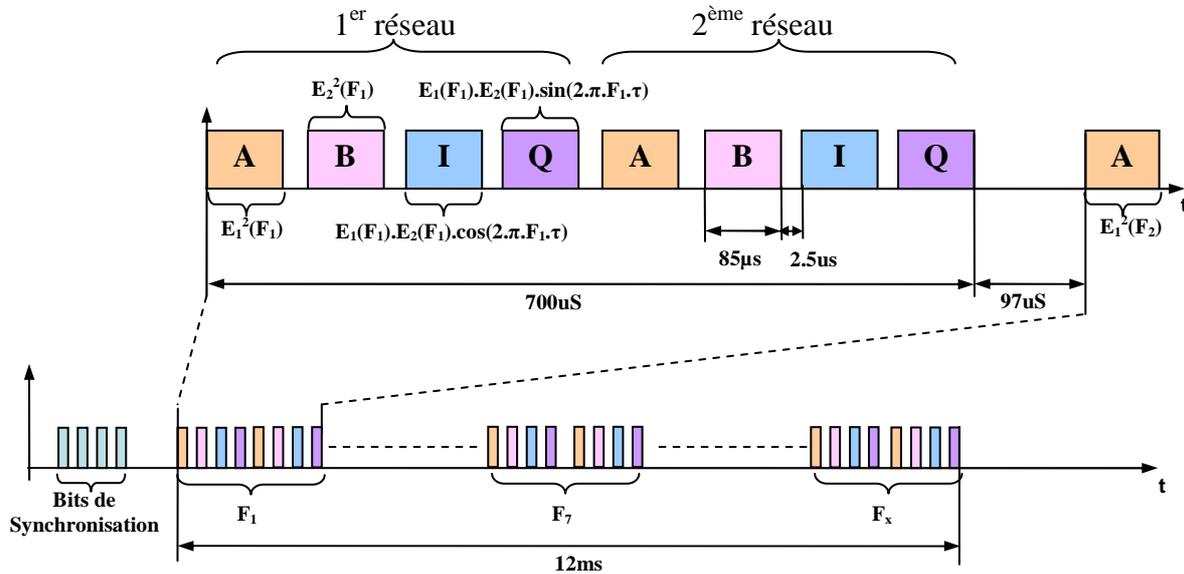


Figure IV. 7 : Forme de la trame nécessaire à l'obtention de la TDOA τ en 2 dimension avec 2 réseau d'antennes

Cette opération est répétée pour le second réseau. Compte tenu du matériel utilisé, il est possible de disposer de l'information des deux TDOA nécessaires à la localisation en 12ms.

III.4 Extraction des signaux d'intérêt

Après conversion analogique, ces signaux numériques sont stockés en mémoire, dans l'ordre d'arrivée. En s'appuyant sur la Figure IV. 8, nous voyons qu'il faut récupérer l'information A, B, I et éventuellement Q, pour chaque fréquence afin de calculer un point du signal utile ($I_{\text{réel}}$ ou $Q_{\text{réel}}$). Les signaux $I_{\text{réel}}$ et $Q_{\text{réel}}$ sont donnés par les équations :

$$I_{\text{réel}}(f) = \frac{(I(f) - (A(f) + B(f)))}{2 \cdot \sqrt{A(f)} \cdot \sqrt{B(f)}} \quad \text{Eq IV. 3}$$

$$Q_{\text{réel}}(f) = \frac{(Q(f) - (A(f) + B(f)))}{2 \cdot \sqrt{A(f)} \cdot \sqrt{B(f)}} \quad \text{Eq IV. 4}$$

Pour chaque fréquence, $I_{\text{réel}}$ et $Q_{\text{réel}}$ sont stockés dans une mémoire FIFO, accessible pour la suite du traitement. Celle-ci comporte autant de points que l'émission comporte de fréquences différentes. Ce nombre de points peut d'ailleurs être augmenté par une interpolation ad hoc.

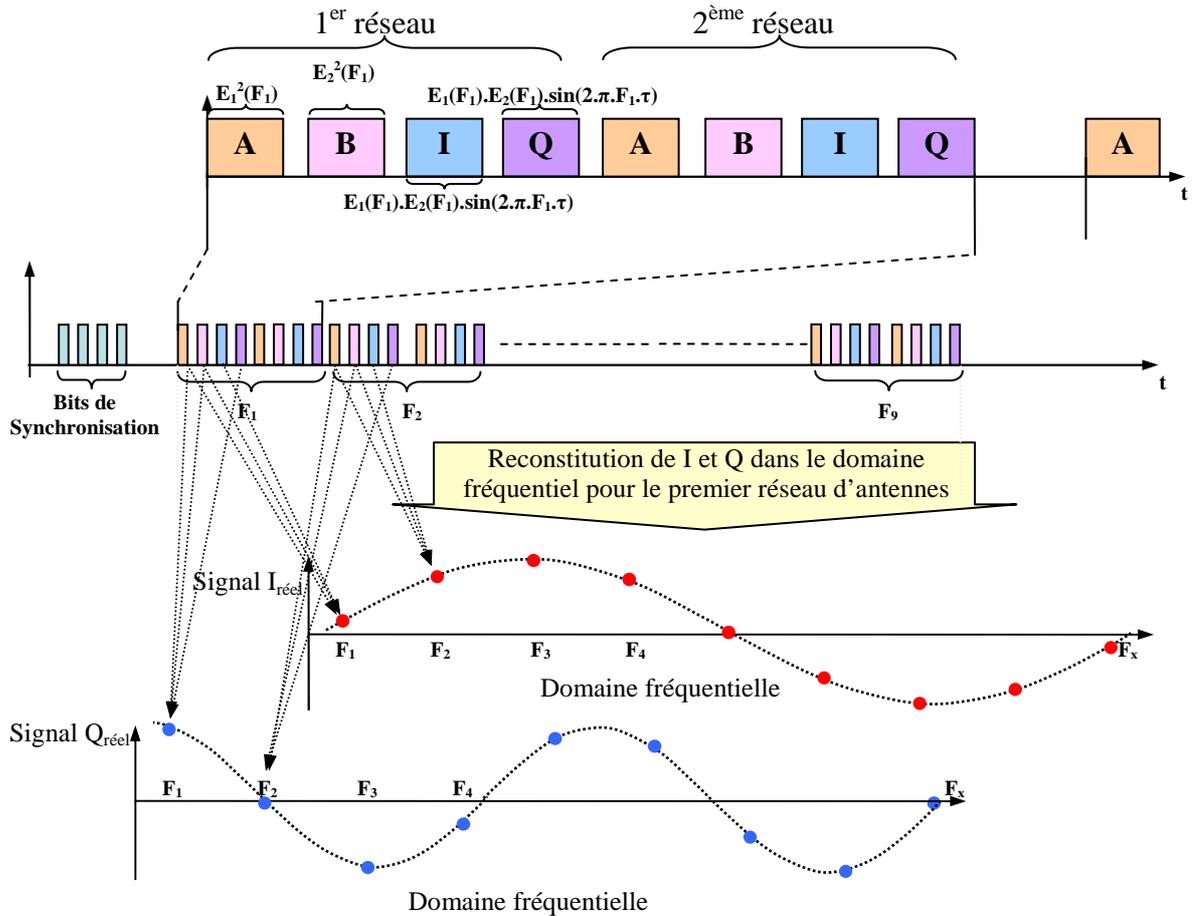


Figure IV. 8 : Extraction des signaux I et Q à partir de la trame détectée.

L'étape suivante de moyennage, consiste à réaliser de façon "numérique" l'intégration sur la bande δF définie dans les chapitres précédents. Le signal final est traité pour en extraire la TDOA.

III.5 Résultats de simulation

Pour accompagner cette étude théorique, nous avons procédé moyennant l'utilisation de Matlab Simulink® et d'ADS® à la simulation totale de la chaîne en y intégrant les effets du canal.

Pour simplifier l'étude, nous avons admis, compte tenu de la valeur de la base B comparée à la distance émetteur-objet que l'amplitude de l'information A liée à l'antenne A_1 est égale à l'information B (antenne A_2). Sur ces deux résultats exprimés (Figure IV. 9 et Figure IV. 10) pour deux retards différents, nous constatons que la forme du signal I ou Q est naturellement fonction du retard induit. Les formes décrites par les signaux sont ensuite introduites dans les algorithmes de positionnement que nous verrons à la fin du chapitre.

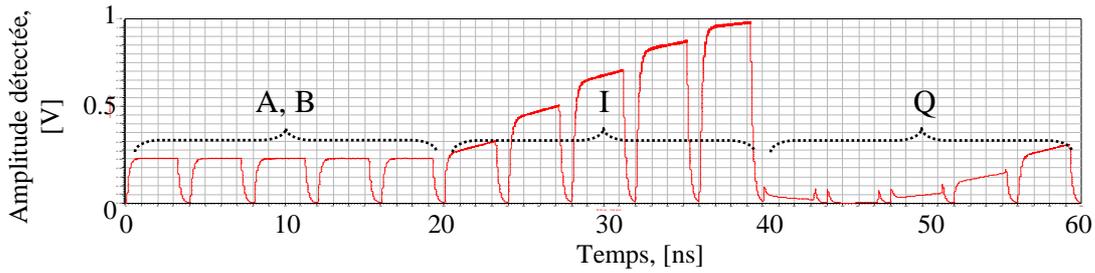


Figure IV. 9 : Simulation des signaux de localisation dans un canal idéal avec une TDOA de 62.5ps

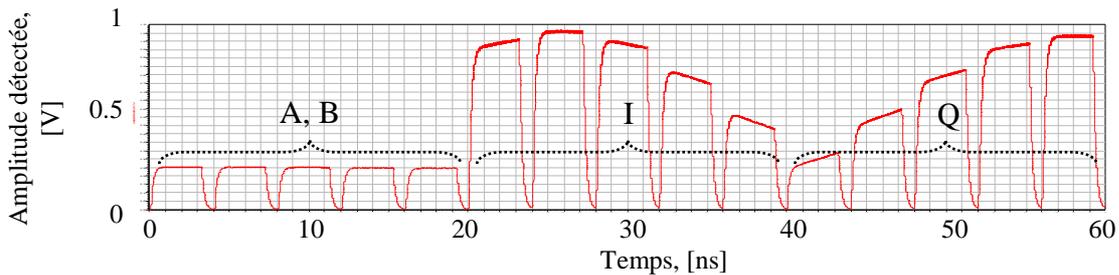


Figure IV. 10 : Simulation des signaux de localisation dans un canal idéal avec une TDOA de 83ps

III.6 Mesure de la TDOA

Pour extraire la TDOA des signaux I-Q développés au niveau du récepteur embarqué à bord des objets, plusieurs possibilités sont offertes. La première consiste à relever les deux signaux I et Q qui sont normalement déphasés de 90° Figure IV. 11 et à en extraire la TDOA à partir de la phase dépliée Figure IV. 12 et de l'équation IV.1.

$$\text{TDOA} = \tau = \frac{\Delta\varphi}{2\pi\Delta f} = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2\pi\Delta f} \quad \text{Eq IV. 5}$$

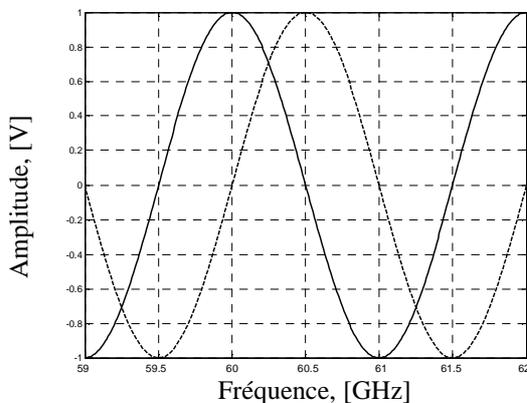


Figure IV. 11: Signaux I et Q pour une TDOA de 0.5ns

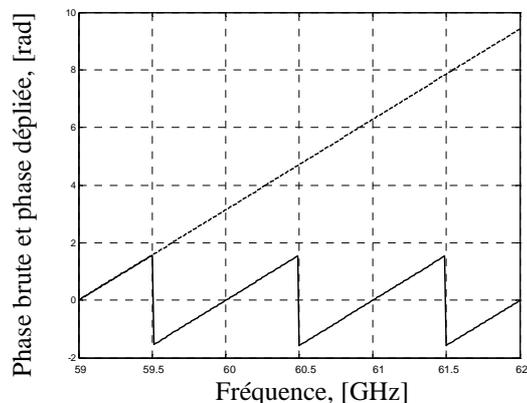


Figure IV. 12 : Phase brute et phase dépliée associée à la TDOA (identique pour I et pour Q)

Cette méthode nécessite donc des coupleurs relativement fiables sur toute la bande concernée puisqu'elle n'est valable qu'à la condition que les deux signaux soient scrupuleusement déphasés de 90°. Dans le cas contraire, une forte erreur est à prévoir, mais des méthodes de corrections ont été proposées [i].

La seconde solution est l'utilisation de la transformée de Fourier inverse (iFFT) du signal obtenu dans le domaine fréquentiel, mais cette solution présente les inconvénients de la FFT à savoir une résolution en relation directe avec la bande passante, et une fenêtre d'analyse en relation directe avec le nombre de porteuses. Toutefois cette situation n'est pas rédhibitoire si on procède à une interpolation des signaux à traiter.

Un troisième type de solution qui permet de découpler résolution temporelle et bande passante passe par les méthodes hautes résolutions (MuSic) [ii], mais dont la mise en œuvre n'est pas aisée dans une situation temps réel.

La dernière solution est celle que nous proposons. Elle consiste à extraire la TDOA à partir des signaux I ou Q en comparant les signaux mesurés à des signaux tabulés. Cette opération est parallélisée grâce à l'utilisation des hyper matrices générées sous Matlab.

III.7 Mise en œuvre

a) Cas d'une propagation en espace libre

Penchons nous, dans un premier temps sur la situation d'un cas idéal. En propagation dite de type espace libre, un signal multi fréquentiel émis par la balise donne après détection de la partie réelle et pré-traitement, une expression dans le domaine fréquentiel de la forme :

$$I(\Delta f) = A \cdot \cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau + \varphi) \quad \text{Eq IV. 6}$$

Avec $\tau = \left(\frac{d_1 - d_2}{c} \right)$, la TDOA et φ la phase à l'origine. En comparant ce signal à un signal

théorique de TDOA et de phases variables, on peut définir et la TDOA et la phase à l'origine en cherchant à minimiser la fonctionnelle des moindres carrés suivante :

$$\varepsilon(\tau, \varphi) = \sum_{f=f_{\min}}^{f=f_{\max}} (I_{\text{detec}}(f) - I_{\text{ideal}}(f))^2 \quad \text{Eq IV. 7}$$

Avec I_{detec} le signal détecté, $I_{\text{idéal}}$ le signal tabulé et $f_{\text{max}}-f_{\text{min}}$ la bande d'excursion fréquentielle égale à ΔF . La matrice M regroupe toutes les variations de l'erreur quadratique ε pour chaque τ et chaque φ . τ varie de $-\frac{B}{c}$ à $\frac{B}{c}$ et φ de 0 à π .

$$M = \begin{bmatrix} \varepsilon(\tau_1, \varphi_1) & \varepsilon(\tau_2, \varphi_1) & \varepsilon(\tau_1, \varphi_1) & \cdots & \varepsilon(\tau_{n-1}, \varphi_1) & \varepsilon(\tau_n, \varphi_1) \\ \varepsilon(\tau_1, \varphi_2) & \varepsilon(\tau_2, \varphi_2) & \vdots & \vdots & \vdots & \varepsilon(\tau_n, \varphi_2) \\ \varepsilon(\tau_1, \varphi_3) & \varepsilon(\tau_2, \varphi_3) & \vdots & \vdots & \ddots & \varepsilon(\tau_n, \varphi_3) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \varepsilon(\tau_1, \varphi_{m-1}) & \cdots & \cdots & \ddots & \ddots & \varepsilon(\tau_n, \varphi_{m-1}) \\ \varepsilon(\tau_1, \varphi_m) & \cdots & \cdots & \cdots & \varepsilon(\tau_{n-1}, \varphi_{n-1}) & \varepsilon(\tau_n, \varphi_m) \end{bmatrix} \quad \text{Eq IV. 8}$$

En observant M , représenté sur la Figure IV. 13, nous voyons que la valeur de ε est minimum pour un couple de TDOA et de phase qui est alors le candidat le plus probable.

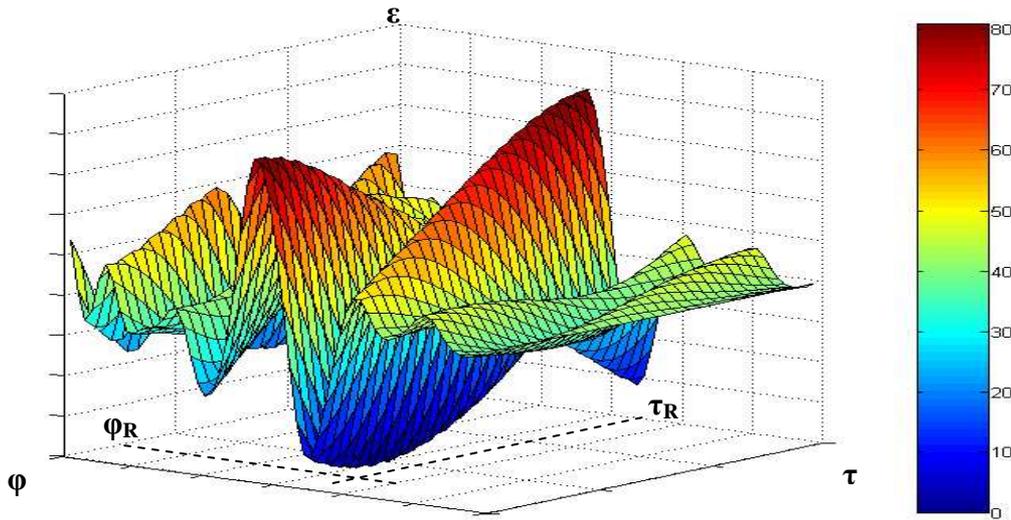


Figure IV. 13: Représentation de la matrice d'erreur en fonction de τ et φ

b) Cas d'une propagation en milieu confiné

Nous avons vu dans le chapitre II, que l'influence des trajets multiples se manifeste, dans le domaine fréquentiel, par la présence de signaux de période fréquentielle plus élevée que celle liée à la TDOA utile. Le signal de sortie du récepteur s'écrit alors sous la forme :

$$I(\Delta f) = A \cdot \cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau + \varphi) + \sum a_i \cdot \cos(2\pi \cdot \Delta f \cdot \tau_i + \varphi_i) \quad \text{Eq IV. 9}$$

Ce type de signal apparaît généralement sous la forme représentée Figure IV. 14, où on montre en rouge le signal I mesuré dans le cas d'un canal type espace libre et en noir le signal I mesuré dans le cas d'un canal multi trajets.

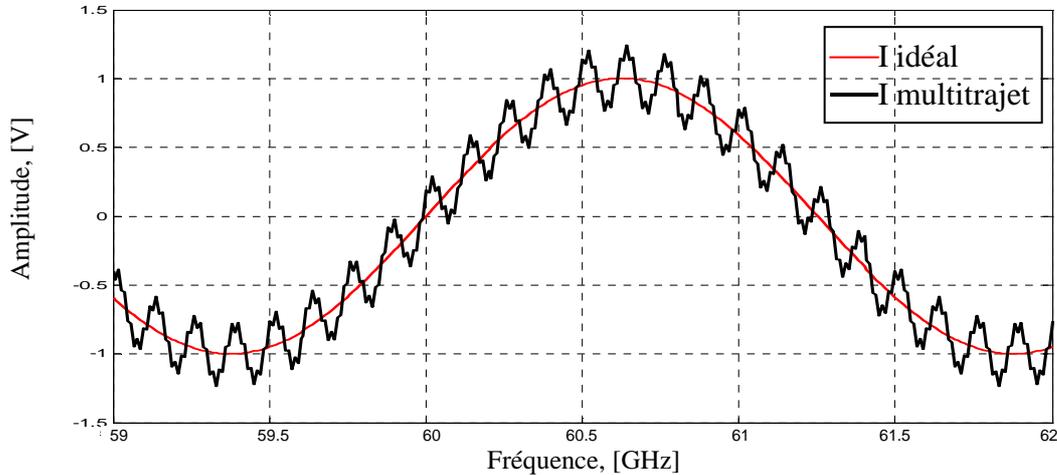


Figure IV. 14: Signaux I avec et sans trajets multiples

Si ce signal est directement introduit dans l'algorithme des moindres carrés, développé plus haut, la convergence n'est pas garantie. En revanche, si on effectue une moyenne glissante équivalente à la largeur de bande δF qui a été choisie pour réduire les trajets réfléchis, le signal obtenu Figure IV. 15 est plus proche du cas idéal et donc en adéquation avec le signal utile. On constate que cette opération a réduit l'excursion du signal en fréquence. Cette remarque, nous incite à légèrement augmenter la base B pour garantir après traitement par moyennage un signal I décrivant au moins une période sur la bande ΔF .

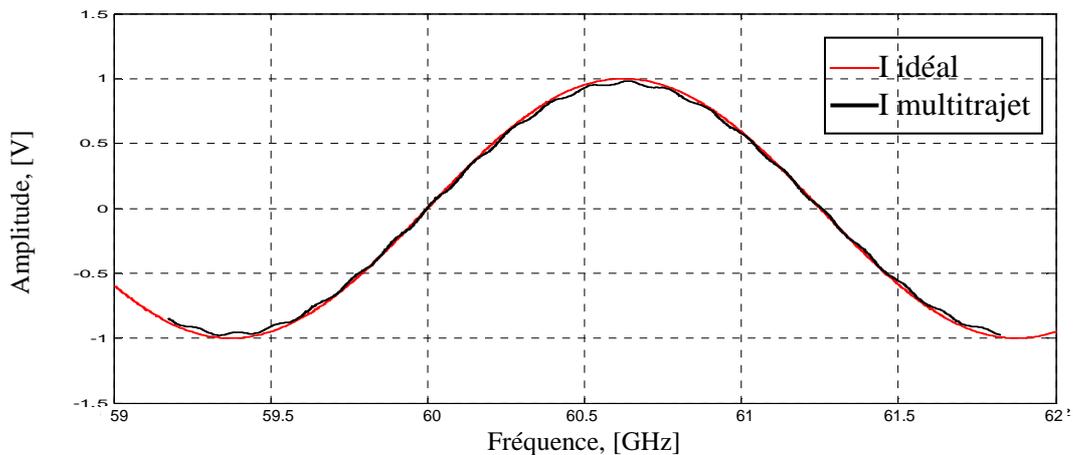


Figure IV. 15: Signaux I après moyenne glissante

Jusqu'ici et en relation avec le critère de Rayleigh, nous avons considéré le calcul à partir des TDOA maximum, soient des TDOA qui décrivent une période sur la bande ΔF . Mais

lorsque la TDOA n'est pas maximum, ce qui correspond à une position possible de l'objet par rapport à la balise, les signaux en réception ne décrivent, en fonction de la fréquence, qu'une fraction de période et le traitement pour extraire la TDOA s'en trouve perturbé. Nous évaluons dans ce qui suit, l'impact sur la mesure de la TDOA d'un tel traitement en fonction du rapport trajet multiple sur trajet direct, qu'on peut assimiler lorsque les trajets sont décorrélés à un rapport signal à bruit.

III.8 Traitement sur fraction de période

III.8.1 Définition du rapport « signal à bruit »

En utilisant le principe de dualité temps-fréquence, on peut dire que les signaux induits par les trajets multiples sont assimilés à des intermodulations entre différents signaux de même fréquence mais avec des retards différents, le résultat de cette intermodulation peut en première approximation être considéré comme du bruit, si on considère les trajets suffisamment nombreux et suffisamment décorrélés.

La tension non bruitée V_s développe dans une charge R , une puissance, P_s telle que :

$$P_s = \frac{V_s^2}{R}.$$

Comme le signal S , exprimé dans le domaine fréquentiel, n'est pas acquis instantanément, il est considéré comme discret. Par conséquent, S peut s'exprimer, si on considère "i" porteuses :

$$S = \sum_i P_s = \frac{1}{R} \sum_i V_s^2 \quad \text{Eq IV. 10.}$$

Pour les intermodulations, le "bruit" s'écrit :

$$B = \sum_i B_i = \frac{1}{R} \sum_i (V_b - V_s)^2 \quad \text{Eq IV. 11.}$$

Le rapport signal à bruit devient alors :

$$\frac{S}{N} = \frac{\sum_i V_s^2}{\sum_i (V_b - V_s)^2} \quad \text{Eq IV. 12}$$

En utilisant cette expression pour définir le rapport signal à bruit, nous pouvons maintenant définir les limites de l'algorithme en fonction de ce paramètre qui est de toute

première importance puisqu'il renseigne sur la quantité de trajets multiples induits par le canal.

III.8.2 Traitement sur 1/8 périodes

La TDOA étudiée dans ce paragraphe ne décrit environ qu'un huitième de période sur $\Delta F=3\text{GHz}$ et il convient de la retrouver par la méthode préconisée dans IV.2. Cette TDOA fixée à 30ps est contenue dans le signal I de la Figure IV. 16.

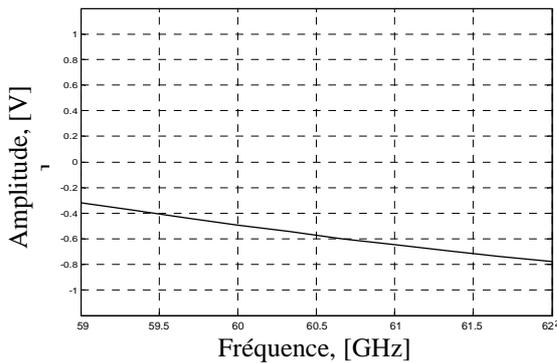


Figure IV. 16 : Signal I pour $\tau=30\text{ps}$

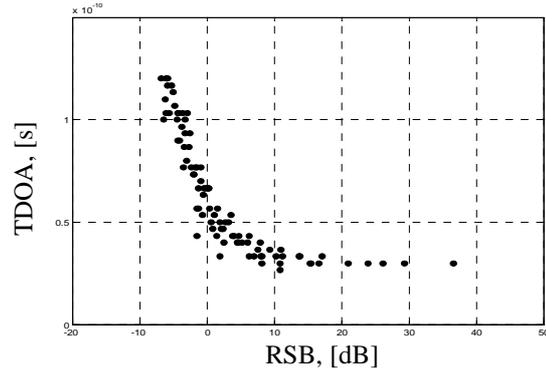


Figure IV. 17 : τ en fonction du Rapport S/B

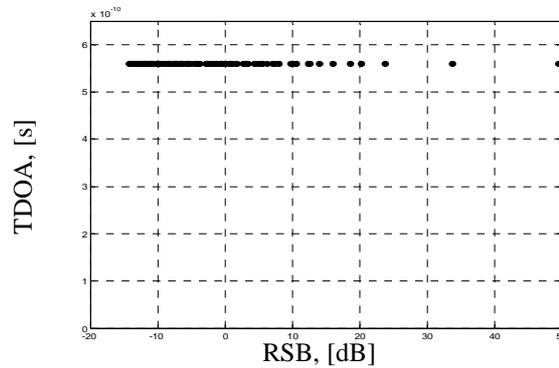


Figure IV. 18 : $\tau=f(S/N)$ sans moyenne glissante avec $\tau=30\text{ps}$

On montre Figure IV. 17 qu'en fonction du rapport signal à bruit défini précédemment, l'algorithme de recherche des TDOA converge vers la valeur exacte à partir d'un certain rapport S/N et avec un écart type non négligeable. Lorsqu'on opère un moyennage simulant une opération de type ULB, la TDOA est retrouvée avec précision même lorsque les signaux traités sont très perturbés par les trajets multiples (Figure IV. 18).

En conclusion, nous avons mis au point ici une méthode qui permet d'extraire la TDOA à partir des signaux I ou Q. Cette solution est très intéressante parce qu'elle découple «en apparence» la résolution temporelle de la bande passante utile. En effet, une bande passante

de 3GHz ne permet pas de résoudre des TDOA inférieurs à 333ps. Ici nous montrons qu'en opérant sur des fractions de période, la résolution en TDOA peut être nettement améliorée. En détectant des TDOA de 30ps, le système développé se comporte comme un système dont la bande passante serait de 24GHz.

Maintenant que l'extraction de la TDOA est garantie, on peut aborder la prochaine étape qui est l'algorithme de localisation.

IV Algorithme de localisation

Nous décrivons maintenant la dernière étape du processus défini dans le tableau récapitulatif suivant :

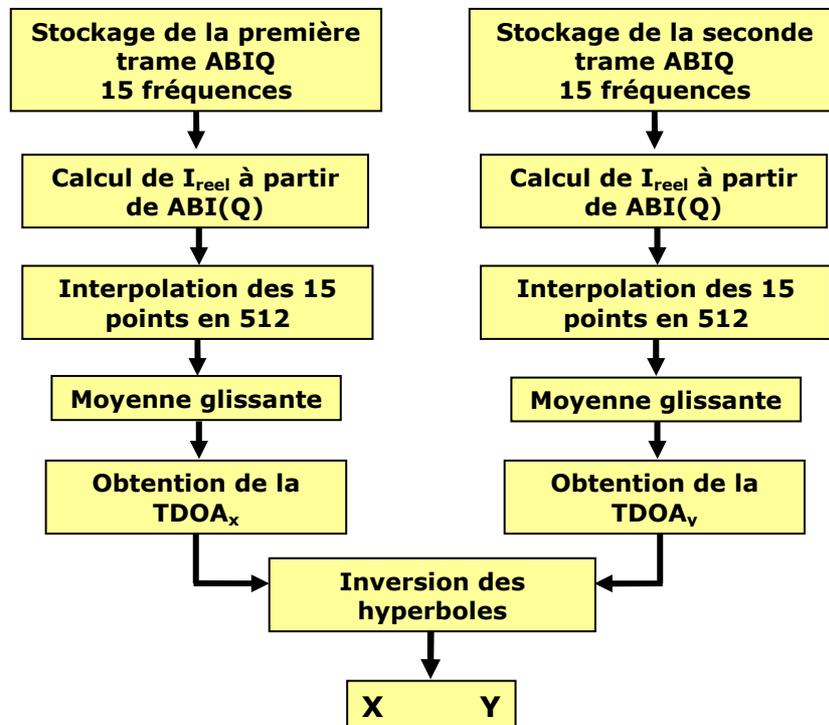


Figure IV. 19 : Synoptique des algorithmes de localisation

IV.1 Détermination des coordonnées des objets.

Le procédé de télémétrie satellitaire dont s'inspire notre approche a été développé dans le cadre de deux thèses [iii], [iv]. Il fut établi pour une configuration de type exogène en bande étroite et à 2.45GHz.

Pour le positionnement en gamme millimétrique, nous envisageons une solution endogène à multi-porteuses à bande étalée. Le plan où se situe la balise fixe considérée comme site de

référence se trouve séparé d'une hauteur h du plan où se déplacent les objets communicants Figure IV. 20.

L'objet communicant, équipé d'une antenne omnidirectionnelle, reçoit selon la trame définie en début de chapitre, les signaux utiles pour en extraire une première TDOA notée $TDOA_1$ qui est la différence de temps d'arrivée entre les signaux émis par le réseau A_1 et A_2 et reçu par A_0 . Dans un second temps, il extrait la $TDOA_2$ à partir des signaux produits par le réseau A_3 et A_4 .

Rappelons que les effets des trajets multiples sont pris en compte dans la détermination de la TDOA et de ce fait l'inversion, pour remonter aux coordonnées de l'objet, se fait comme dans le cas d'une propagation en espace libre.

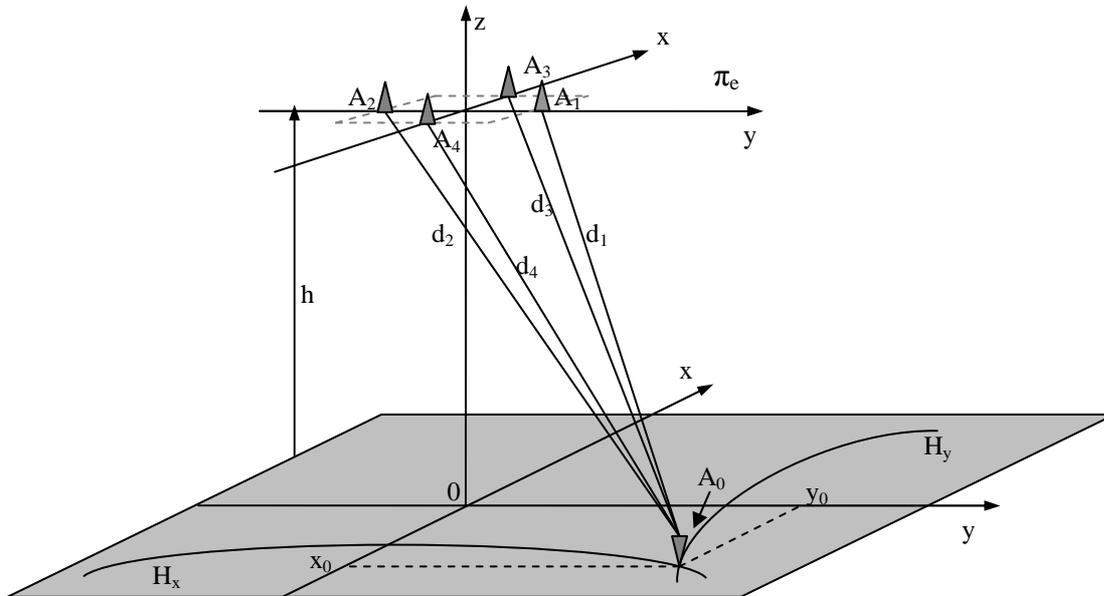


Figure IV. 20 : Principe de la télémétrie satellitaire appliqué au positionnement

Dans ce cas :

$$x_0 = A_x \sqrt{\frac{B_y^2 (B_x^2 + A_y^2 + h^2) + A_y^2 h^2}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq IV. 13}$$

$$y_0 = A_y \sqrt{\frac{B_x^2 (B_y^2 + A_x^2 + h^2) + A_x^2 h^2}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq IV. 14}$$

avec :

$$A_x = \frac{TDOA_1 \cdot c}{2 \cdot \pi} \quad \text{Eq IV. 15}$$

$$A_y = \frac{TDOA_2 \cdot c}{2 \cdot \pi}$$

$$B_x = \sqrt{\left(\frac{B}{2}\right)^2 - A_x^2} \quad \text{Eq IV. 16}$$

$$B_y = \sqrt{\left(\frac{B}{2}\right)^2 - A_y^2}$$

En rappelant que x_0 et y_0 sont les coordonnées du point d'intersection dans le plan des objets des hyperboles H_1 et H_2 .

H_1 est issu de la projection de l'hyperboloïde à $TDOA_1 = \text{const.}$ sur le plan des objets et H_2 résulte de la projection de l'hyperboloïde $TDOA_2 = \text{const.}$ sur ce même plan. (Figure IV. 21).

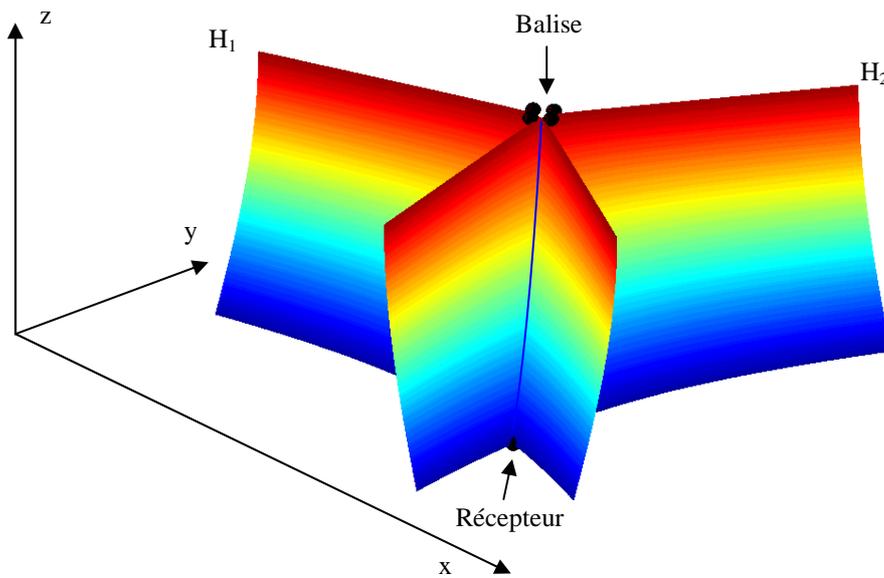


Figure IV. 21 : Représentation en trois dimensions des hyperboloïdes de chaque TDOA

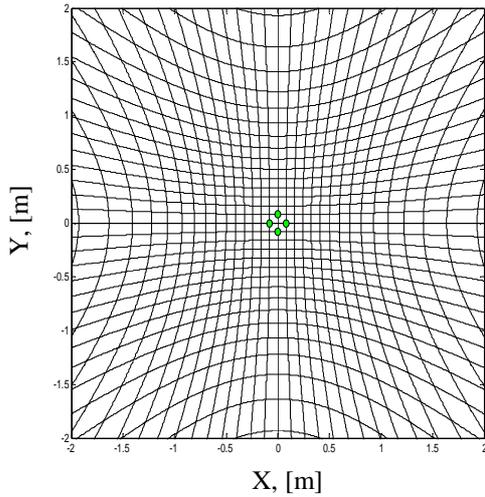


Figure IV. 22 : $h=1.5m$

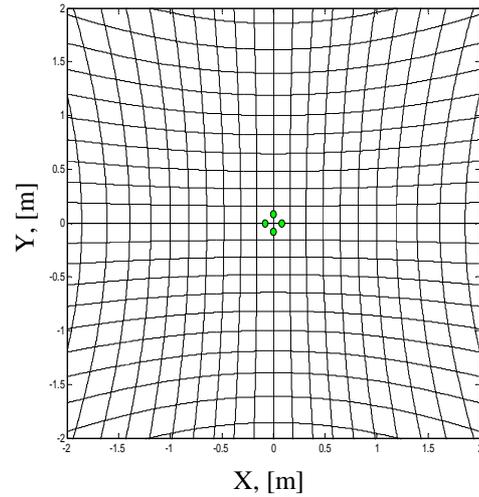


Figure IV. 23 : $h=3m$

Le réseau d'hyperboles qui résultent de plusieurs TDOA₁ et plusieurs TDOA₂ est représenté Figure IV. 22 et Figure IV. 23 pour deux valeurs de h et montre la dépendance des coordonnées x, y en fonction de la hauteur. Cette remarque montre qu'il est important de connaître h avec précision, sous peine de dégrader la précision sur x et y. D'où a terme, la nécessité de disposer d'une localisation 3D.

IV.2 Mise en oeuvre

Les systèmes de calcul actuels nous permettent d'exécuter en parallèle un grand nombre d'opérations en un temps relativement court, ce qui nous amène à opter pour des solutions hyper matricielles plus efficaces que les procédés de convergence classique [^v], [^{vi}].

En effet, pour déterminer les coordonnées (x_0, y_0) du mobile à partir des TDOA₁ et TDOA₂, il suffit d'inverser les relations reliant les TDOA aux coordonnées. Cette inversion utilise les méthodes de Newton-Raphson qui peut être pénalisant en terme de temps de calcul.

Pour accélérer la convergence, on utilise une autre approche dont le principe est détaillé ci après.

IV 2.1 Principe de convergence de l'algorithme de localisation

Dans cette approche, on cherche à formaliser le réseau d'hyperboles tel que représenté Figure IV. 22 et Figure IV. 23 par une hyper matrice où chaque coefficient est un vecteur ligne décrivant une position possible de l'objet.

Ainsi la TDOA₁ sera représentée par une matrice M_{TDOA1} et la TDOA₂ sera représentée par une matrice M_{TDOA2}.

$$M_{TDOA_1} = \begin{bmatrix} (x_1, y_1) & (x_1, y_1) & \cdots & (x_1, y_1) \\ (x_2, y_2) & (x_2, y_2) & \cdots & (x_2, y_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_n, y_n) & (x_n, y_n) & \cdots & (x_n, y_n) \end{bmatrix} \quad \text{Eq IV. 17}$$

$$M_{TDOA_2} = \begin{bmatrix} (x_1', y_1') & (x_2', y_2') & \cdots & (x_n', y_n') \\ (x_1', y_1') & (x_2', y_2') & \cdots & (x_n', y_n') \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_1', y_1') & (x_2', y_2') & \cdots & (x_n', y_n') \end{bmatrix} \quad \text{Eq IV. 18}$$

La soustraction des deux matrices nous donne une matrice résultat Eq IV. 19 dans laquelle le coefficient dont la valeur est la plus proche de zéro correspond à l'intersection des deux hyperboles, et donc à la position de l'objet.

$$\begin{bmatrix} (x_1, y_1) - (x_1', y_1') & (x_1, y_1) - (x_2', y_2') & \cdots & (x_1, y_1) - (x_n', y_n') \\ (x_2, y_2) - (x_1', y_1') & (x_2, y_2) - (x_2', y_2') & \cdots & (x_2, y_2) - (x_n', y_n') \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_n, y_n) - (x_1', y_1') & (x_n, y_n) - (x_2', y_2') & \cdots & (x_n, y_n) - (x_n', y_n') \end{bmatrix} \quad \text{Eq IV. 19}$$

IV 2.2 Apport du map-matching

Une seconde solution liée à ce qui a été présenté ci-dessus appelée "mapmatching", souvent utilisée pour la localisation dans le domaine de la robotique [vii], consiste à calculer au démarrage du système toutes les intersections possibles entre toutes les hyperboles de chaque TDOA. Une fois le tableau (Eq IV. 20) rempli de toutes ces intersections, dès l'obtention des valeurs des retards (TDOA pour chaque réseau d'antennes), une recherche dans le tableau donne "quasi instantanément" la coordonnée du mobile. Cette réactivité est une solution pertinente mais qui demande une place mémoire très importante, en relation directe la précision.

$$\left[\begin{array}{cccc} (x,y)_{TDOA_{x1},TDOA_{y1}} & (x,y)_{TDOA_{x1},TDOA_{y2}} & (x,y)_{TDOA_{x1},TDOA_{y3}} & \cdots & (x,y)_{TDOA_{x1},TDOA_{yn}} \\ (x,y)_{TDOA_{x2},TDOA_{y1}} & (x,y)_{TDOA_{x2},TDOA_{y2}} & (x,y)_{TDOA_{x2},TDOA_{y3}} & \cdots & (x,y)_{TDOA_{x2},TDOA_{yn}} \\ (x,y)_{TDOA_{x3},TDOA_{y1}} & (x,y)_{TDOA_{x3},TDOA_{y2}} & (x,y)_{TDOA_{x3},TDOA_{y3}} & \cdots & (x,y)_{TDOA_{x3},TDOA_{yn}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (x,y)_{TDOA_{xn},TDOA_{y1}} & (x,y)_{TDOA_{xn},TDOA_{y2}} & (x,y)_{TDOA_{xn},TDOA_{y3}} & \cdots & (x,y)_{TDOA_{xn},TDOA_{yn}} \end{array} \right] \text{Eq IV. 20}$$

IV.3 Résultats expérimentaux

La validation expérimentale a déjà été conduite avec le système hybride utilisé pour une partie des expérimentations et ces résultats ont fait l'objet de plusieurs articles [viii], [ix]. Les deux paragraphes qui suivent présentent les mesures effectuées, avec les 2 balises dans des situations comparables. L'environnement d'exploitation des signaux est Labview et les algorithmes sont développés en C dans l'optique de les implémenter ultérieurement au sein de chaque objet.

Pour cette phase de validation, les VCO sont remplacés dans un premier temps par un synthétiseur HP83650L qui réalise le balayage fréquentiel commandé via une liaison GPIB par le logiciel embarqué sur l'ordinateur portable. Les données retenues pour ces mesures sont : la fréquence centrale $F_c=56\text{GHz}$, l'excursion fréquentielle $\Delta F=2\text{GHz}$, la bande d'intégration $\delta F=500\text{MHz}$, la base $B=15\text{cm}$ et la puissance émise $P=0\text{dBm}$. Les antennes d'émissions et de réception sont des tronçons de guide d'onde de type WR15.

IV.3.1 Balise 1^{ère} génération

Dans cette balise à quatre antennes disposées en croix, un seul des deux réseaux fonctionne correctement. La série de mesures entreprise n'a permis de valider que le principe de localisation en une dimension (1D). Le banc expérimental est présenté Figure IV. 24. On retrouve la balise située à une distance $h= 1$ mètre du plan du récepteur.

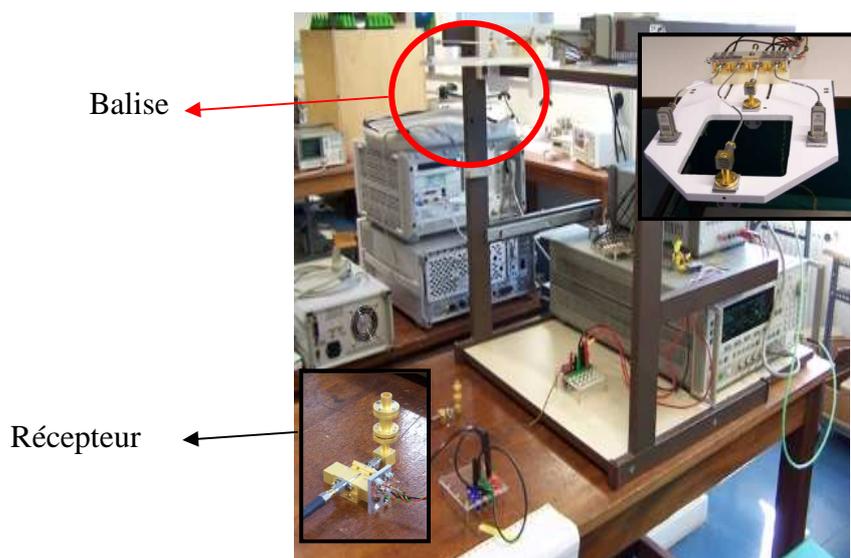


Figure IV. 24 : Photo du banc expérimental en bande millimétrique avec la première balise

La commande de la mise en forme de la trame a été entreprise sous environnement logiciel évolué Labview, de même que la récupération et le traitement des signaux. La carte utilisée pour commander les différentes commutations est utilisée pour l'acquisition des signaux, de sorte que la commande de l'émission ainsi que la récupération et le traitement des signaux soient effectués par un seul ordinateur portable supervisant la globalité du système.

La Figure IV. 25 (a) représente le signal I mesuré lorsque l'objet est situé en position (2) Figure IV. 27. Ces valeurs sont ensuite moyennées (Figure IV. 25 (b)) en considérant une bande ajustée à la bande de cohérence du canal établis expérimentalement. Dans la situation expérimentale considérée cette bande est de l'ordre de $B_c=500\text{MHz}$. Le résultat est introduit dans l'algorithme des moindres carrés pour en extraire la TDOA la plus probable. Les Figure IV. 25 (a) (b) et (c) répètent cette procédure mais cette fois l'objet est situé en position (4) Figure IV. 27.

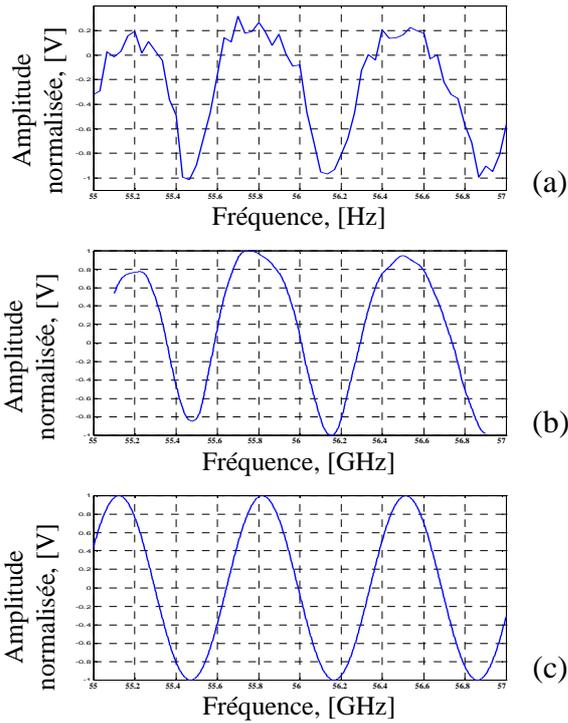


Figure IV. 25 : Signal $I_{réel}$ au trois étapes du traitement pour le premier point 2 ($\Delta F=2GHz$, $\delta F=500MHz$, $F_c=56GHz$, $B=15cm$)

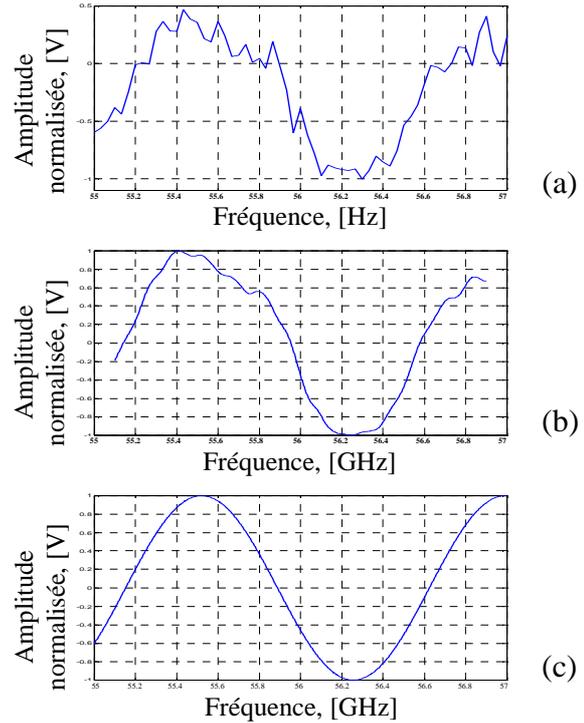


Figure IV. 26 : Signal $I_{réel}$ au trois étapes du traitement pour le premier point 4 ($\Delta F=2GHz$, $\delta F=500MHz$, $F_c=56GHz$, $B=15cm$)

L'utilisation du démonstrateur 1^{ère} génération impose un déplacement du récepteur sur une ligne droite (1 seul réseau utilisé), toute déviation par rapport à cette ligne, dégrade la position du récepteur. La Figure IV. 27 représente le déplacement de l'objet sur une ligne et on retrouve expérimentalement les cinq positions occupées par l'objet. L'erreur de localisation est de quelques centimètres

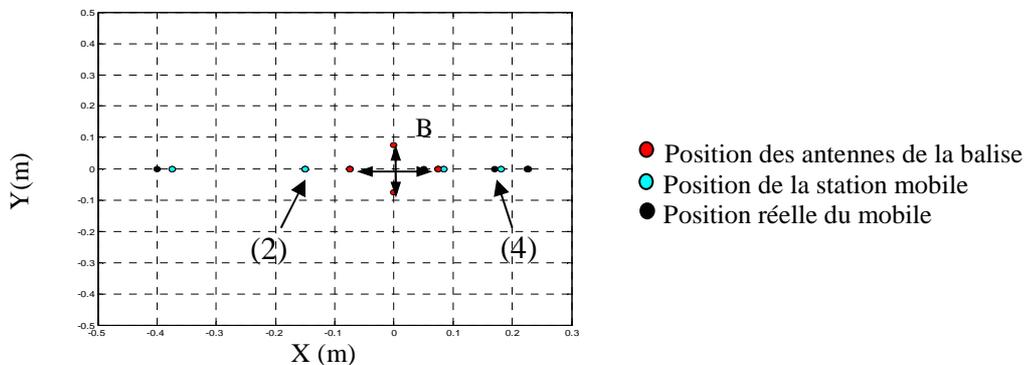


Figure IV. 27 : Positionnement 1 dimension sur 5 coordonnées

IV.3.2 Balise 2^{ème} génération

La balise 2^{ème} génération est une version à trois antennes disposées en L avec une antenne commune aux deux réseaux. Testée dans les mêmes conditions que précédemment, avec cette fois-ci les 2 réseaux opérationnels, cette balise permet d'obtenir les résultats de mesure présentés dans les figures qui suivent. Ces figures présentent les 3 étapes intermédiaires du traitement pour la position 1 (Figure IV. 31) de l'objet sur le plan du récepteur. Les Figure IV. 28 (a) (b) (c) représentent les signaux émanant du réseau (A₁, A₂) et donc relatifs à l'abscisse de l'objet et les Figure IV. 29 (a) (b) (c) représentent les signaux émanant du réseau (A₂, A₃) et donc relatifs à l'ordonnée de l'objet.

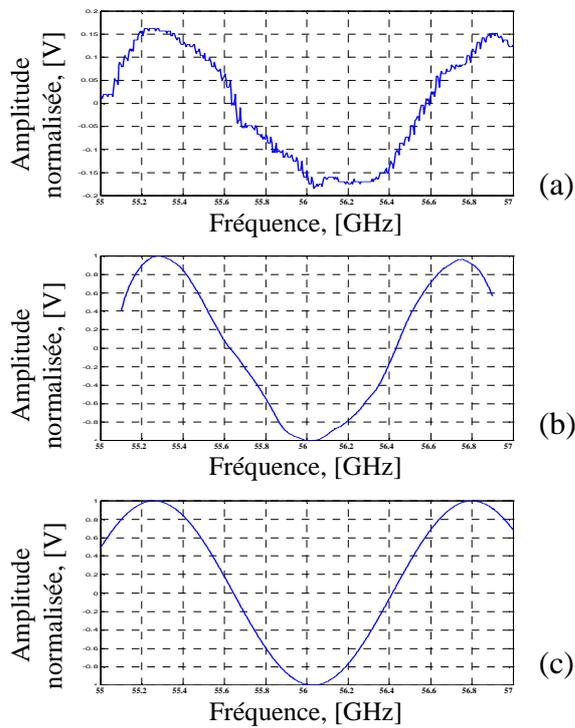


Figure IV. 28 : Signal d'abscisse $I_{réel}$ au trois étapes du traitement pour le point 1 ($\Delta F=2GHz$, $\delta F=500MHz$, $F_c=56GHz$, $B=10cm$)

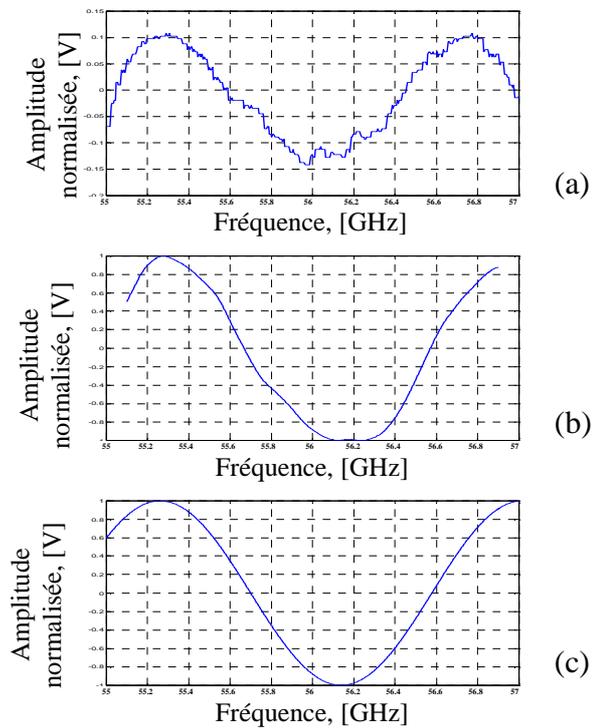


Figure IV. 29 : Signal d'ordonnée $I_{réel}$ au trois étapes du traitement point 1 ($\Delta F=2GHz$, $\delta F=500MHz$, $F_c=56GHz$, $B=10cm$)

La balise est placée dans le plan π_B sur un support à une distance d'un mètre au dessus de la station mobile évoluant dans le plan π_S (Figure IV. 30). La station mobile se déplace sur le périmètre d'un rectangle tel que schématisé Figure IV. 31. La précision de localisation obtenue est, comme le souligne la Figure IV. 31 représentant la trajectoire de la SM, de l'ordre de quelques centimètres.

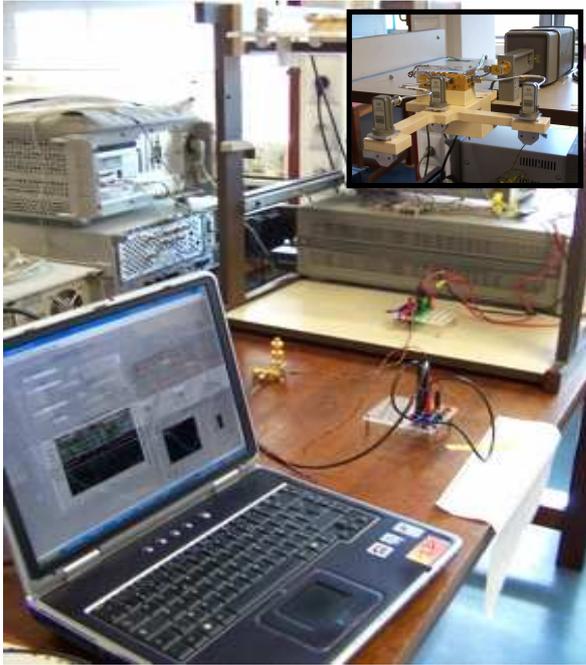


Figure IV. 30 : Photo du banc expérimental en gamme millimétrique avec la deuxième balise.

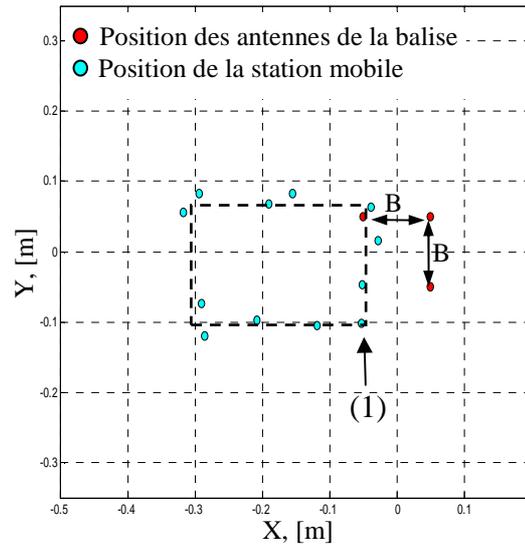


Figure IV. 31: Déplacement du mobile en suivant un rectangle

Soulignons que dans la configuration en L, une antenne est commune aux deux réseaux. La conséquence de ce changement est une translation des réseaux d'hyperboles illustrés au niveau des équations par l'ajout d'une constante.

IV.3.3 Accroissement de la précision

Nous avons constaté que la précision de localisation en utilisant les deux balises est du même ordre et égale à quelques centimètres. Une mesure complémentaire avec la seconde balise montre que le temps d'intégration peut significativement augmenter cette précision. Cette expérimentation montre, pour 4 positions différentes, qu'avec un nombre de relevés important (25) moyennés, la position mesurée Figure IV. 32 illustrée par un point noir est très proches de la position réelle représentée par une croix.

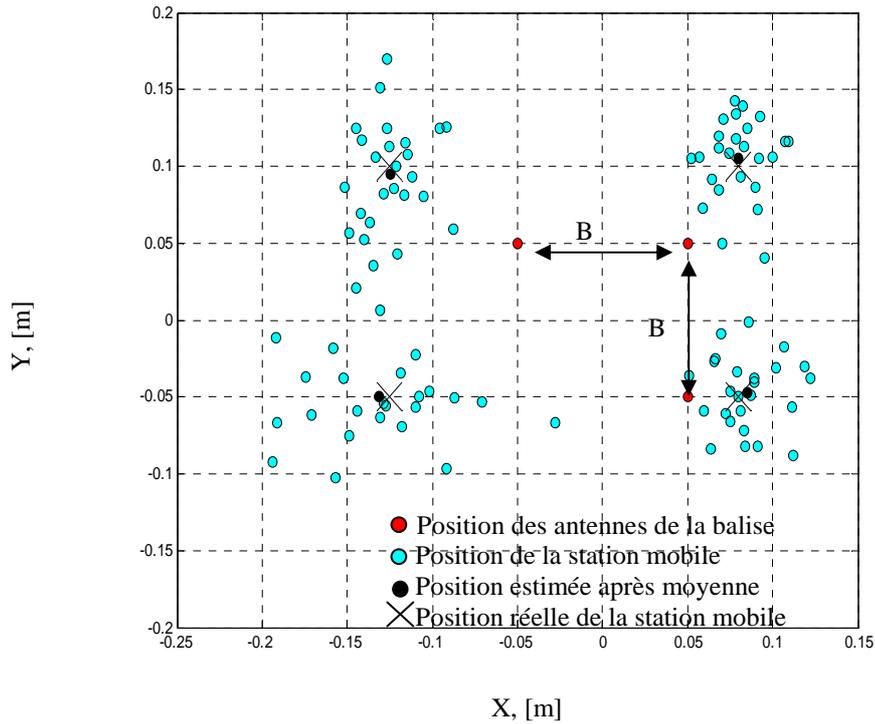


Figure IV. 32 : Mesure pour 4 positions de 25 relevés et de leurs moyennes

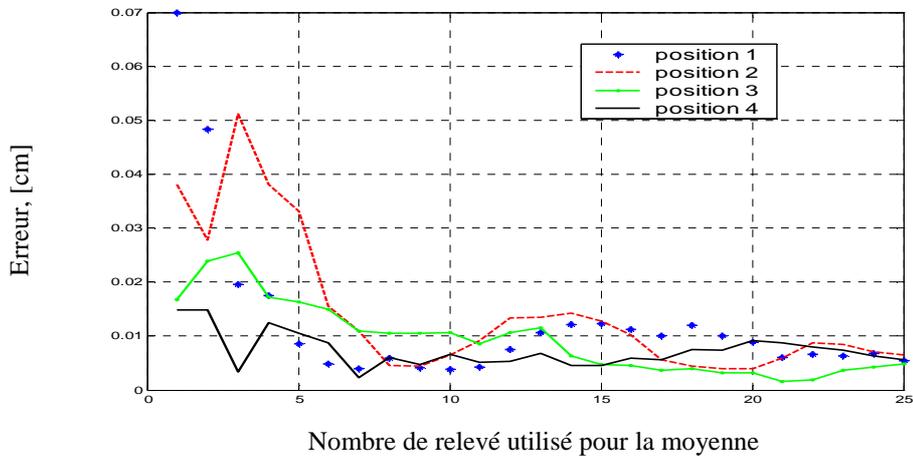


Figure IV. 33 : Erreur en cm en fonction du nombre de relevé pour les 4 positions

Nous avons étudié cet aspect en traçant la courbe reliant l'erreur au temps d'intégration. Comme attendue, cette erreur diminue d'abord très vite avec le temps mais finit pas ne plus évoluer significativement. Cette remarque permet de définir un temps d'intégration, minimale au delà duquel aucune amélioration sensible ne peut être espérée.

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé les aspects gestion des signaux émis par la balise et le traitement bande de base associé. Sur la base de simulations validées par différentes expérimentations, nous avons expliqué le séquençage des trames d'émission et défini les méthodes pour les traiter en réception dans le cas d'une propagation en espace libre puis dans le cas d'une propagation en milieu confiné. Afin d'accéder à l'information de localisation, nous avons mis au point un algorithme de localisation fondé sur les systèmes hyperboliques et discuté quelques résultats expérimentaux.

VI Références

[i] : Jean Pierre COVILLERS, “*Interférométrie Microonde : Contrôle non destructif et positionnement*”, Thèse de Doctorat, Lille juillet 1997.

[ii] : Xinrong Li Pahlavan, K., “*Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation*”, Wireless Communications, IEEE Transactions on, Jan. 2004, Volume: 3, Issue: 1, On page(s): 224- 234

[iii] : Jean Pierre COVILLERS, “*Interférométrie Microonde : Contrôle non destructif et positionnement*”, Thèse de Doctorat, Lille juillet 1997.

[iv] : Jean Christophe COUSIN, “*Interférométrie micro onde en milieu confiné : application à la localisation*”, Thèse de Doctorat, Lille décembre 2001.

[v] : Fang, B.T., “*Simple solutions for hyperbolic and related position fixes*”, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Sep 1990, Volume: 26, Issue: 5, On page(s): 748-753

[vi] : Chan, Y.T. Ho, K.C. “*A simple and efficient estimator for hyperbolic location*”, Signal Processing, IEEE Transactions on, Aug 1994, Volume: 42, Issue: 8, On page(s): 1905-1915

[vii] : Yeol, J.W., “*Systematic and Non-Systematic Position Error Correction of Wheeled Robots while Navigation in a Square*”, Electro/information Technology, 2006 IEEE International Conference on, May 2006 Page(s):474 - 478

[viii] : M. Bocquet, Ch. Loyez, A. Benlarbi-Delaï, “*Millimeter wave up-converted UWB based positioning system*”, Joint Smart Objects Conference –European Symposim on Ambient Intelligence, Grenoble 12-14 octobre 2005, page 293 – 296. Electro/information Technology, 2006 IEEE International Conference on, May 2006 Page(s):474 - 478

[ix] : M. Bocquet, Ch. Loyez, A. Benlarbi-Delaï, “*Enhanced TDOA Measurement for Smart Sensor Positioning*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.15, No.10, October 2005, Pages: 612 – 614.

Sommaire

Chapitre V : Perspectives	138
I Introduction	138
II Méthode stéréoscopique	138
II.1 Principe	139
II.2 Simulations d'une situation à 2 balises	141
III Couplage TDOA – RSS	142
III.1 Principe	142
III.2 Simulations du procédé hybride TDOA-RSS	143
IV Conclusion	143
V Références	144

Chapitre V : Perspectives

I Introduction

La gestion de l'espace et notamment dans le cadre des réseaux de capteurs bénéficierait grandement de la localisation à trois dimensions. Les études réalisées dans ce mémoire valident le concept de localisation par interférométrie dans le plan. Toutefois, ces études préfigurent les systèmes de localisation 3D, et nous proposons dans ce chapitre dédié aux perspectives d'ébaucher deux approches susceptibles de répondre à ce besoin.

Une première approche fondée sur la stéréoscopie [1] sera d'abord rappelée, puis une solution couplant mesure de TDOA et RSS sera présentée.

II Méthode stéréoscopique

La méthode de localisation endogène développée dans ce mémoire est opérationnelle dans le cas où les objets communicants se déplacent dans un plan, soit $(x0y)$. Cela suppose connue, avec une certaine précision, la distance h , selon l'axe Oz , séparant le plan où se trouve la balise servant de site de référence et le plan des objets à localiser. L'incertitude sur cette distance se traduit par une incertitude sur les coordonnées (x,y) et justifie le besoin de considérer une localisation 3D.

On montre dans les Figure V. 1 et Figure V. 2, l'impact de h sur la lecture des coordonnées x, y . La figure V1 représente en 3D l'hyperboloïde de révolution dont les foyers

sont les positions des antennes A_1 et A_2 de la balise et Figure V. 2 la projection de cette surface sur le plan (x,y) pour différentes valeurs de la distance h .

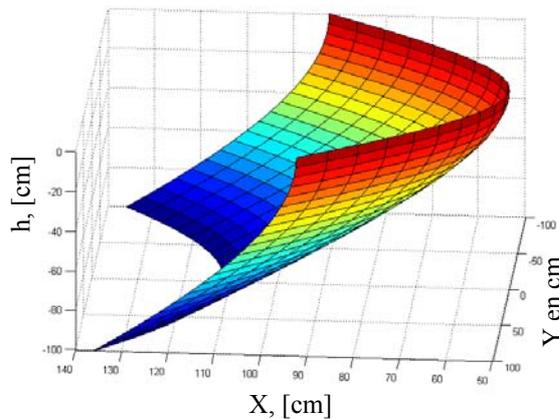


Figure V. 1 : Hyperboloïde dans un plan 3D

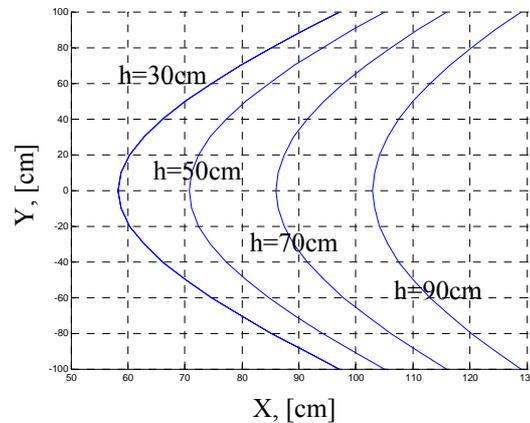


Figure V. 2 : Section du plan et de l'hyperboloïde pour 4 hauteurs h différentes

Une erreur sur h de 20cm se traduit par une erreur sur X de 10 cm.

II. 1 Principe

Cette méthode [ii], [iii], permet par l'utilisation de deux balises situées à des positions différentes, l'accès à la profondeur de champ qui est en l'occurrence, ici, la hauteur h . Cette donnée est obtenue donc par la mise en commun des informations provenant des deux balises.

Comme le montre la Figure V. 3, le mobile reçoit les informations de deux balises situées à deux positions différentes. Avant de développer davantage cette approche, il est nécessaire de préciser que les deux émetteurs doivent émettre en cohérence.

Le processus de localisation se déroule selon la démarche suivante : une balise placée sur un plan π_1 émet des signaux ULB à l'OMC, qui après réception et traitement, calcule deux hyperboloïdes à TDOA constants (une pour chaque réseau d'antennes). L'intersection de ces deux hyperboloïdes, donne une hyperbole appelée H_1 sur laquelle l'OMC est susceptible de se trouver. Cette hyperbole est naturellement fonction de la distance h qui est choisie de manière arbitraire égale à h_1 , dans un premier temps.

Les coordonnées (x,y) sont données par les relations suivantes :

$$x_1(h_1) = A_x \sqrt{\frac{B_y^2(B_x^2 + A_y^2 + z_1^2(h_1)) + A_y^2 z_1^2(h_1)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq V. 1}$$

$$y_1(h_1) = A_y \sqrt{\frac{B_x^2(B_y^2 + A_x^2 + z_1^2(h_1)) + A_x^2 z_1^2(h_1)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq V. 2}$$

avec

$$A_x = \frac{(d_1 - d_2)}{2\pi} \quad \text{Eq V. 3}$$

$$A_y = \frac{(d_3 - d_4)}{2\pi}$$

$$B_x = \sqrt{D^2 - A_x^2} \quad \text{Eq V. 4}$$

$$B_y = \sqrt{D^2 - A_y^2}$$

La seconde balise permet d'obtenir également une hyperbole H_2 , définie par les équations de x_2 et y_2 où la distance h est fixée arbitrairement à h_2 .

$$x_2(h_2) = A_x \sqrt{\frac{B_y^2(B_x^2 + A_y^2 + z_2^2(h_2)) + A_y^2 z_2^2(h_2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq V. 5}$$

$$y_2(h_2) = A_y \sqrt{\frac{B_x^2(B_y^2 + A_x^2 + z_2^2(h_2)) + A_x^2 z_2^2(h_2)}{B_x^2 B_y^2 - A_x^2 A_y^2}} \quad \text{Eq V. 6}$$

avec

$$A_x = \frac{(d_5 - d_6)}{2\pi} \quad \text{Eq V. 7}$$

$$A_y = \frac{(d_7 - d_8)}{2\pi}$$

$$B_x = \sqrt{D^2 - A_x^2} \quad \text{Eq V. 8}$$

$$B_y = \sqrt{D^2 - A_y^2}$$

Par conséquent, l'OMC devrait se situer à l'intersection des deux hyperboles H_1 et H_2 .

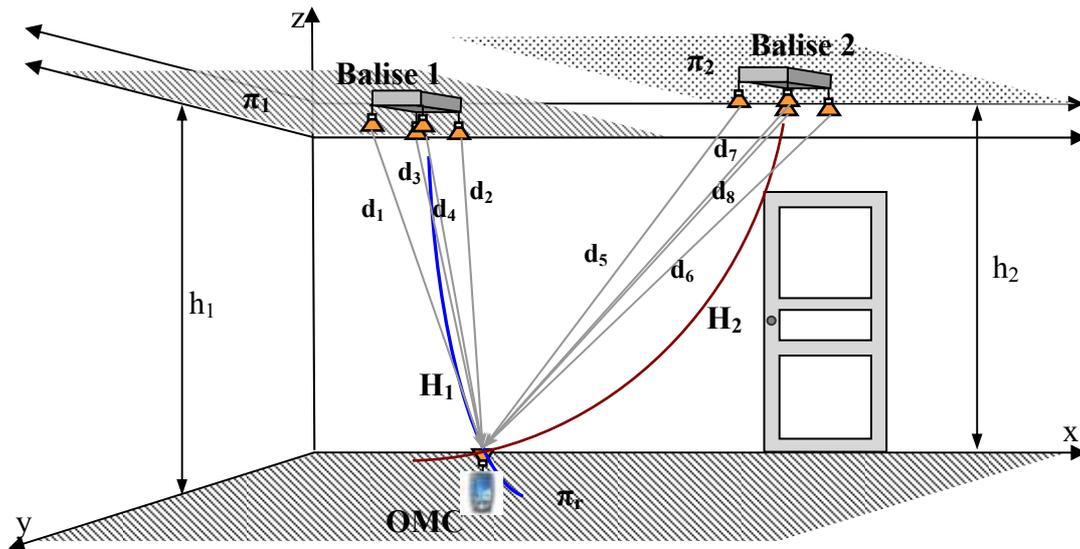


Figure V. 3 : Mise en œuvre de la localisation 3D

Une fois les 4 TDOA obtenues (2 pour chaque balises), la démarche consiste à faire varier les deux hauteurs h_1 et h_2 de sorte que les couples $(x_1 ; y_1)$ et $(x_2 ; y_2)$ soient très proches, avec une tolérance conditionnée par la précision de localisation. Le processus converge vers une valeur optimale notée h_{opt} .

II.2 Simulations d'une situation à 2 balises

Une première mise en situation a été simulée sous environnement Matlab. Dans cette démonstration, nous observons les deux balises placées sur deux plans π_1 et π_2 séparés de 20cm et situées à une distance de 50cm, l'une par rapport à l'autre. Chacune balise donne un couple d'hyperboloïde dont l'intersection représente la position probable du mobile.

Le graphique Figure V. 4 représente cette situation. Nous voyons que toutes ces hyperboloïdes se coupent à la position du récepteur.

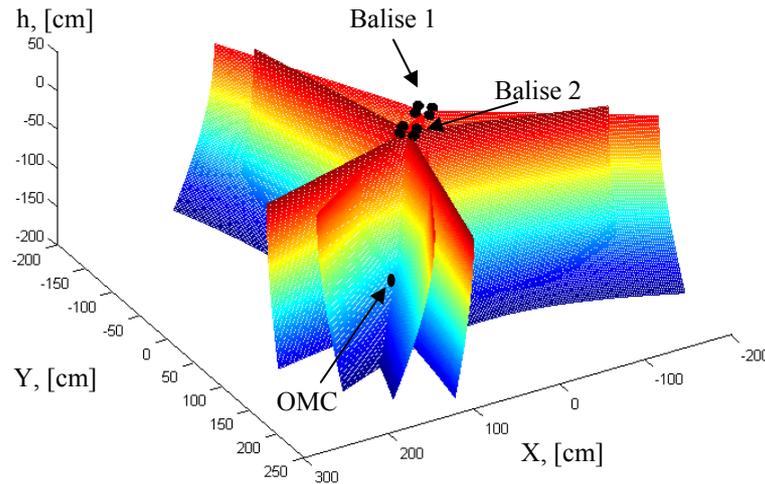


Figure V. 4 : Traitement stéréoscopique avec deux balise

L'inconvénient principal de cette méthode est l'infrastructure qui double, puisqu'elle nécessite deux balises, et de plus placées de préférence à des plans différents. L'augmentation du temps d'émission et de traitement sont doublés, puisqu'il faut successivement émettre sur chaque balise. Ces inconvénients peuvent être contournés en proposant une solution alternative qui couple mesure de TDOA et mesure de niveau puissance des signaux traités, moyennant une connaissance relativement précise du canal.

III Couplage TDOA – RSS

Nous avons développé au chapitre II, des techniques de sondage interférométrique temps réel qui peuvent s'avérer utiles dans l'approche que nous envisageons pour réaliser un système de localisation 3D. Nous avons également proposé ^[iv], ^[v], ^[vi], une mesure extrêmement précise de la signature du canal par l'extinction du trajet direct LOS. Ce type de traitement a pour conséquence : une meilleure appréhension des phénomènes de réflexions et de leurs influences, notamment sur les techniques de type RSS ^[vii]. Cette nouvelle méthode d'investigation permet alors d'envisager une solution hybride composée de l'information de la TDOA combinée à celle du RSS, en vue de réaliser une localisation à trois dimensions.

III.1 Principe

L'architecture de la balise est ici constituée de 4 antennes. L'inversion du système d'hyperboles, nous permet de situer le mobile sur l'hyperbole H_1 donnée par les équation Eq V.1 et Eq V.2, et dont la variable est la hauteur h . L'information RSS donne la distance entre l'émetteur (balise) et le récepteur (OMC) en s'appuyant sur le niveau du signal reçu par l'OMC. Cette information permet de décrire une sphère d'iso puissance dont l'équation est :

$$d = \sqrt{(x - x_b)^2 + (y - y_b)^2 + (z - h_b)^2} \quad \text{Eq V. 9}$$

Avec d la distance séparant la balise du récepteur (rayon de la sphère), x_b , y_b et z_b , les coordonnées des centres de phases des antennes de réception de la balise, que nous supposons confondus.

Les coordonnées du mobile en 3 dimensions sont données par l'intersection de cette sphère iso puissance avec l'hyperbole H_1 déterminée à partir de la mesure de la TDOA.

III.2 Simulations du procédé hybride TDOA-RSS

Cette situation a été simulée sous environnement Matlab. La Figure V. 5 représente ce résultat, nous observons la balise surplombant le récepteur. Elle est le centre de la sphère iso puissance coupant les deux hyperboles au niveau de la position du mobile.

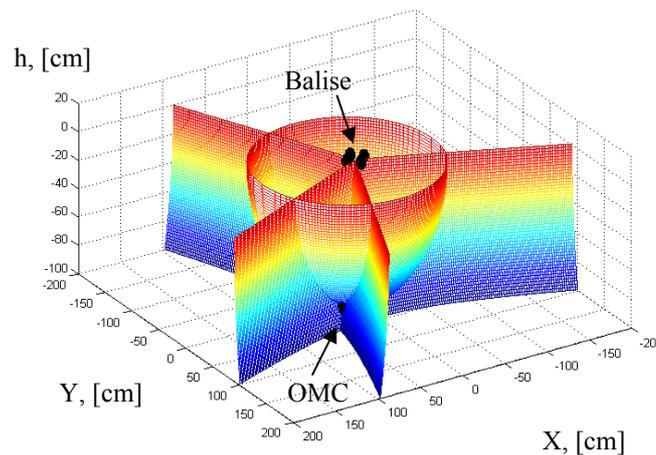


Figure V. 5 : Solution cumulant traitement TDOA - RSS

IV Conclusion

Pour s'affranchir de l'impact de la distance entre le plan de la balise et le plan des objets, nous proposons deux méthodes qui autorisent la localisation en 3 dimensions. La première méthode s'appuie sur un principe stéréoscopique dans le but d'obtenir la profondeur du champ via l'utilisation de deux balises. Celle-ci présente l'inconvénient d'alourdir l'infrastructure. La seconde méthode s'appuyant sur un procédé de type RSS, amélioré par une connaissance précise du canal, est combinée aux informations de TDOA pour délivrer les coordonnées. Elle ne comporte en revanche qu'une seule balise. Ces deux méthodes ont été simulées et méritent d'être validées par de nombreux résultats expérimentaux.

V Références

[i] : <http://www.stereoscopie.org/hist/histoire.htm>

[ii] : Jean Christophe COUSIN, “*Interférométrie micro onde en milieu confiné : application à la localisation*”, Thèse de Doctorat, Lille décembre 2001.

[iii] : Benlarbi-Dela, A.; Cousin, J.C., “*3D indoor micro location using a stereoscopic microwave phase sensitive device*”, Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, Volume 1, 8-13 June 2003 Page(s):623 - 626 vol.1

[iv] : A. Benlarbi-Delaï, M. Bocquet, Ch. Loyez, “*Broadband Nulling Interferometry for Weak Multipath Signals Detection*”, Electronics Letters, 13 April 2006 -- Volume 42, Issue 8, p. 435-436.

[v] : M. Bocquet, Ch. Loyez, A. Benlarbi-Delaï, “*Weak NLOS Measurement Using Millimetre Wave Nulling Interferometry*”, 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC’06, Helsinki, Finland, 11-14 september 2006

[vi] : M. Bocquet, Ch. Loyez, A. Benlarbi-Delaï, “*Weak NLOS Channel Sounding*”, European Microwave Conference, Manchester, United Kingdom 10-15 september 2006

[vii] : Hatami, A.; Pahlavan, K., “*Performance Comparison of RSS and TOA Indoor Geolocation Based on UWB Measurement of Channel Characteristics*”, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on Sept. 2006 Page(s):1 – 6

Conclusion générale

Le cadre émergent des objets mobiles communicant met en relation, au sein d'un réseau centralisé, ad hoc ou hybride, des objets hétérogènes afin de mutualiser les ressources et d'en optimiser l'utilisation. Ces réseaux se caractérisent par leur auto configurabilité, leur autonomie, leur capacité de communication, de localisation et de mesure de l'environnement ambiant et participent du fait même de ces caractéristiques à créer un environnement sensible ou une ambiance intelligente.

Afin de mettre en œuvre expérimentalement ce type de réseau, un projet ambitieux appelé OMC pour objets mobiles communicants a été initié dans le cadre de l'IRCICA. En créant une synergie entre des informaticiens du LIFL (Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille) et des électroniciens de l'IEMN, ce projet permet de concevoir et de mettre en œuvre une plateforme de communication et de localisation qui sert de scènes à plusieurs objets communicants. Ainsi il sera possible d'envisager plusieurs scénarii de communication et de mobilité des différents objets et de conduire différentes études expérimentales afin d'en améliorer le fonctionnement ultérieur. Ce type de plateforme est par ailleurs destiné à servir de banc de mesure aux futurs réseaux de capteurs actuellement à l'étude à l'IRCICA mais aussi dans de nombreux autres laboratoires de part le monde.

La partie matérielle du projet est prise en charge par l'équipe CSAM qui assure la conception, la réalisation et la caractérisation des nombreux composants et systèmes

participant à la formation de cette plateforme et notamment aux aspects communication et localisation.

Pour des raisons de réglementation, d'encombrement et de discrétion, la technologie de communication choisie pour conduire ce projet est la technologie Ultra Large Bande opérant en gamme millimétrique. Et dès le début du projet, nous avons cherché à mutualiser au maximum les briques de bases, utilisant la technologie PHEMT ED02AH et D01H, afin de concevoir un système qui réalise avec les mêmes composants la communication entre objets et leur localisation à des fins de routage. Cette mutualisation requiert des études de comptabilité entre les deux systèmes que nous avons conduites.

La localisation qui se justifie dans un tel projet par sa capacité à permettre des communications à faible coût, via la technique des communications par saut, peut également participer à optimiser l'utilisation des ressources et notamment spatiale. Elle se fait par des mesures d'angle d'arrivée, de temps ou de différence de temps d'arrivée (TOA ou TDOA), de phase ou de différence de phase d'arrivée (POA ou PDOA) ou encore par des mesures de puissances (RSS) moyennant une connaissance précise du canal.

Cette localisation de nature endogène, puisque chaque objet calcule sa propre position, s'effectue en milieu confiné, grâce à la technologie Ultra Large Bande, et autorise donc la détermination relativement précise (quelques cm) et simultanée des coordonnées spatiales dans le plan de plusieurs objets. Elle contribue ainsi à maintenir à jour, en temps réel, la table de voisinage des objets présents dans un réseau dynamique et alimente régulièrement les algorithmes de routage.

Pour conduire ce projet, nous avons donc mis au point un système de localisation fondé sur la mesure de la TDOA entre objets et utilisant les systèmes hyperboliques. Ce système centré autour d'une petite balise ($10*10*5 \text{ cm}^3$) fixe, considérée comme site de référence, a permis de simplifier considérablement la partie RF du récepteur. Cette simplification est la bienvenue puisque le récepteur est embarqué à bord des objets communicants et se doit de ce fait, être peu gourmand en énergie et de petite taille.

Pour répondre au contexte indoor, nous avons mis au point une nouvelle technique de sondage de canal. Au lieu d'afficher la réponse impulsionnelle en fonction des temps d'arrivée (TOA), cette technique décrit plutôt la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine des différences de temps d'arrivée (TDOA). L'intérêt de cette approche est sa

parfaite compatibilité avec le système de localisation considéré. Elle permet par ailleurs d'accéder aux caractéristiques principales du canal comme sa bande de cohérence. Cette notion nous a été très utile pour définir la bande d'intégration nécessaire pour lisser les effets des trajets multiples. Toutefois pour conserver une démarche ULB, cette bande est légèrement surdimensionnée et occupe donc 500MHz.

Cette nouvelle technique de sondage se révèle très précieuse lorsqu'il est question de mesurer des signaux, de très faible amplitude, issus des trajets multiples et généralement masqués par l'effet dominant des trajet directs. En procédant, comme en coronographie solaire, à l'extinction des trajets dominants, il est possible d'exalter les effets des trajets de faible amplitude et de produire ainsi une caractérisation extrêmement fine du canal, sans nécessiter des récepteurs de grande dynamique.

La perspective de ce travail concerne, en vue d'une véritable gestion de la ressource spatiale, l'extension vers la localisation à trois dimensions. Deux solutions sont alors proposées. La première fondée uniquement sur l'approche TDOA utilise un traitement stéréoscopique qui met en œuvre deux balises, la seconde combine approche TDOA et approche RSS.

Glossaire

A-GPS	Assisted Global Positioning System
AOA	Angle Of Arrival
ARL	Army Research Laboratory
ASK	Amplitude Shift Keying
CB	Canal Banalisé
CCK	Complementary Code Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CP	Canal Privé
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency
DDS	Direct Digital Synthesis
DOA	Difference Of Arrival
FCC	Federal Communications Commission
FFT	Fast Fourier Transform

FMCW	Frequency-Modulated Continuous Wave
GPS	Global Positioning System
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Band
IWT	Innovative Wireless Technologies
LOS	Line Of Sight
MANET	Mobile Ad-Hoc Networks
MIMO	Multi In Multi Out
MISO	Multi In Single Out
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuits
MSSI	Multispectral SolutionS, Inc
NLOS	Non Line Of Sight
OCN	Oscillateur Contrôlé Numériquement
OCT	Oscillateur Contrôlé en Tension
OMC	Objet Mobile Communicant
PDOA	Phase Difference Of Arrival
PLD	Path Length Difference
POA	Phase Of Arrival
PPM	Pulse Position Modulation
PRN	Pseudo Random Noise
RDN	Résistance Différentielle Négative
RFID	Radio Frequency Identification
RSS	Received Signal Strength
SBIR	Small Business Innovation Research

SIMO	Single In Multi Out
SISO	Single In Single Out
SPDT	Single Pole Double Throw
SUO/SAS	Small Unit Operations Situational Awareness System
TDMA	Time Division Multiple Access
TDOA	Time Difference Of Arrival
TDS	Time Delay Spread
TEB	Taux d'Erreur par Bit
TH	Time Hopping
TOA	Time Of Arrival
ULB	Ultra Large Bande
UWB	Ultra Wide Band
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WIFI	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Résumé

Dans le contexte émergent des objets communicants les besoins en débits, en portée et en autonomie incitent à exploiter de manière optimale toutes les ressources disponibles. Les ressources temporelles et fréquentielles ont été largement utilisées via les différents types de modulations ou d'accès multiples. La ressource spatiale est essentiellement exploitée à travers les antennes à balayage et plus récemment via les techniques MIMO. En réalité cette ressource peut s'avérer extrêmement utile pour augmenter considérablement la portée sans augmenter le coût de communication. En servant de donnée d'entrée (input) aux algorithmes de routage, l'information de localisation permet de faire communiquer, à moindre coût, deux objets lointains ou en situation de non visibilité, moyennant la technique de la communication par multi saut.

Pour démontrer cette possibilité, nous avons mis au point un procédé de localisation endogène opérant en milieu confiné. Fondée sur une approche interférométrique ULB transposée en gamme millimétrique, ce procédé permet la localisation simultanée de plusieurs objets avec une précision centimétrique.

L'information de TDOA à la base du procédé est déterminée dès lors que le canal est « débarrassé » de l'impact des trajets multiples. Cette façon d'opérer a d'ailleurs permis de mettre au point une méthode de sondage originale capable de détecter les signaux, issus des trajets multiples, de très faible amplitudes.

Afin de s'intégrer au sein de la plateforme de communication et de localisation décidée dans le cadre du projet OMC de l'IRCICA, le système développé, a été dimensionné pour assurer une parfaite comptabilité en puissance et en fréquence.

Mots clés :

Localisation, Interférométrie large bande, gamme millimétrique, TDOA, Sondage de canal interférométrique, ULB, Réseau Ad hoc, Objet Mobile Communicants (OMC).

Abstract

In the emerging context of connected objects, needs in terms of data rate, range and autonomy involves an appropriate use of the whole available resources. Resources by means of time and frequency already exist and address mainly modulation and multiple access. The space resource is essentially operated through beam steering antennas and more recently via MIMO techniques. In fact, this resource can be extremely useful for increasing the range without increasing the cost of communication. When used as an input data in the routing algorithms, the space information can lead to long range communicated at a lower cost. This can be performed using the multi hop communication process.

To demonstrate this ability of low cost long range communication, we developed an original self positioning system. Working for both indoor and outdoor environment and based on millimetre wave up-converted UWB interferometry, this system allows the simultaneous localization of multiple objects with an error less than few centimetres.

Well suited in case of multipath propagation, UWB techniques allows TDOA measurement for localization process and are well matched for channel sounding. The original method of channel sounding we developed permit to measure weak multipath by cancelling effects of dominants ones.

Keys words:

Location, Wide band interferometry, Millimetre wave, TDOA, Interferometric channel sounding, UWB, Ad hoc network, Connected Mobil Object (CMO).