N° d'ordre :

THESE

présentée à

L'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

Nizar OBEID

EVALUATION DES PERFORMANCES EN LOCALISATION D'UN RADAR ULTRA LARGE BANDE MILLIMETRIQUE POUR L'AUTOMOBILE

soutenue le 24 mars 2010 devant la Commission d'Examen :

Rapporteurs :	Claire MIGLIACCIO, Professeur de l'Université de Nice – Sophia Antipolis
	Marc HELIER, Professeur de l'Université Pierre et Marie Curie
Examinateurs :	Didier BELOT, Expert senior ST Microelectronics
	Emmanuel FAUSSURIER, Expert en gestion des fréquences à l'ANFR
Directeurs de thèse :	Nathalie ROLLAND, Professeur de l'Université de Lille I
	Marc HEDDEBAUT, Directeur de recherche à l'INRETS
Encadrants :	Fouzia BOUKOUR, Chargée de recherche à l'INRETS
	Christophe LOYEZ, Chargé de recherche au CNRS

A mes parents,

A la mémoire de Rafic

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée (IRCICA) dans l'équipe Circuits-Systèmes Applications des Microondes (CSAM), et à l'Institut National de REcherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) dans l'unité de recherche Laboratoire Électronique, Ondes et Signaux pour les Transports (LEOST). J'exprime ma gratitude à Mr. Paul-Alain Rolland, professeur et directeur de l'IRCICA et à Mme Marion Berbineau, directrice de recherche et directrice du LEOST pour m'avoir accueilli dans leurs laboratoires durant ces trois années et pour avoir mis à ma disposition les outils nécessaires pour l'accomplissement de ce travail de thèse.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers M. Marc Heddebaut, Mme Nathalie Rolland, M. Christophe Loyez et Mme Fouzia Boukour qui ont assuré la direction et le suivi de ma thèse. Leurs compétences scientifiques et leur disponibilité m'ont permis de mener ce travail dans de très bonnes conditions. Leurs conseils éclairés et leurs directions ont été déterminants pour la finalisation de la thèse.

Je remercie le Professeur Claire Migliacio de l'Université de Nice et le Professeur Marc Hélier de l'Université Pierre et Marie Curie pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir rapporter sur ce mémoire.

Je remercie les membres de jury d'avoir accepté d'y participer : Didier BELOT, Expert senior ST Microelectronics et M. Emmanuel FAUSSURIER, Expert en gestion de fréquences à l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR).

Je voudrais aussi remercier toutes les personnes que la thèse m'a donné l'occasion de rencontrer. Le personnel et les étudiants de l'équipe CSAM et de l'équipe LEOST. Il me faudrait probablement dix lignes pour les citer tous. Je les remercie tous pour la bonne humeur qu'ils cultivent et la sympathie qu'ils m'ont témoignée durant ces années.

Je n'oublie pas l'association AMIVA et ses membres avec qui les sorties m'ont offert des moments de joie, d'amusement, de convivialité et de sport.

Je tiens à saluer tous les amis qui m'ont permis de vivre des moments inoubliables durant ces trois années. Mes amis de Paris, de Rennes et de Limoges ainsi que tous ceux de la cité scientifique de l'USTL.

Enfin je tiens à remercier Mariusa et mon frère Hicham qui me sont très chers. Leur confiance et leur soutien m'ont été d'une grande utilité. Je dédie ce travail à mes parents, mes frères et sœurs et à la mémoire de Rafic qui nous a quittés trois mois avant la soutenance.

Sommaire général

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I : Systèmes de localisation 5

I. Positionnement du travail de thèse 5

II. Systèmes de localisation et critères de performances 7

III. Localisation ascendante et descendante 9

IV. Techniques de radiolocalisation 9

IV.1. Localisation par mesure d'angle d'arrivée : Angle Of Arrival (AOA) 9

IV.2. Localisation par mesures de puissance 11

IV.3. Localisation à base de temps de parcours 13

IV.3.i. Localisation à base de temps d'arrivée (TOA) 14

IV.3.ii. Localisation à base de différences de temps d'arrivée (TDOA) 15

IV.4. Localisation par Fingerprinting (empreinte) 16

V. Signaux et dispositifs pour la radiolocalisation 17

VI. Présentation de systèmes de localisation connexes au projet de recherche 19

VI.1. Systèmes de localisation pour les transports 19

VI.2. Système de localisation à couverture géographique large 21

VI.3. Système de localisation par radar pour les transports terrestres 22

VI.3.i. Fonction « Régulation d'allure intelligente » 23

VI.3.ii. Fonction « Stop and Go » 23

VII. La technique radio Ultra Large Bande et la localisation 24

VIII. Conclusion du chapitre I 25

IX. Bibliographie du chapitre I 26

CHAPITRE II : Etat de l'art et spécifications du capteur de localisation 28

I. Introduction du chapitre II 28

II. Emergence de ces capteurs 29

III. Quelques repères temporels 29

IV. Le groupement SARA 34

V. Fonctions assurées par le capteur Vélo 35

VI. Specifications ETSI 36

VII. Choix de la technique radar 38

VII.1. Techniques possibles 38

VII.1.i. Radar à impulsions : 38

VII.1.ii. Radars à ondes entretenues : 40

VII.1.iii. Implémentations possibles de radars FM/CW 41

VII.1.iv. Comparaison des deux solutions 43

VII.2. Architecture retenue par le projet Velo 44

VII.2.i. Performances optimales d'un capteur radar 45

VII.2.i. a. La fonction d'ambiguïté : 45

VII.2.i. b. Le pouvoir séparateur : 46

VII.2.i. c. La précision optimale des mesures : 46

VII.2.ii. Fonction radar 47

VII.2.iii. Fonction communication 47

VII.2.iv. Fonction localisation 50

VIII. Conclusion du chapitre II 50

IX. Bibliographie du chapitre II 52

CHAPITRE III : Paramètres de Simulation et Canal de Propagation 54

I. Introduction 54

I.1. La forme d'onde 54

I.2. Fréquence d'échantillonnage 58

I.3. rapport signal sur bruit & intégration 60

I.3.i. Intégration : 63

I.3.ii. Intégration cohérente et intégration non-cohérente : 63

I.4. Le jitter 66

I.5. Etude du canal de propagation 68

I.5.i. Notion de canal de propagation 68

I.5.ii. Classification du canal de propagation 69

I.5.iii. Caractérisation du canal de propagation 70

I.5.iii. a. Pertes de propagation ou « Path Loss » 70

I.5.iii. b. Le retard 71

I.5.iv. Canal de propagation ULB 72

I.5.v. Modélisation d'un canal de propagation ULB OUTDOOR 73

I.5.vi. Résultats de simulation modélisant le canal par une technique à deux rayons : .. 75

I.6. La Surface Equivalente Radar : SER 77

I.6.i. Définition 77

I.6.ii. Determination de la SER 77

I.7. Conclusion du chapitre III 78

II. Bibliographie du chapitre III 79

CHAPITRE IV : Simulations et résultats 82

I. Etude paramétrique 82

I.1. Logique de la simulation 82

II. Sous-système 83

II.1. Comparaison de différentes techniques à base de temps 84

II.2. Paramètres de simulation 87

II.2.i. Nombre de capteurs sur la ligne de base 87

II.2.i. a. Simulation TOA - deux capteurs 88

II.2.i. b. Simulation TOA - trois capteurs 91

II.2.i. c. Simulation à cinq capteurs et faible portée 94

II.2.ii. Choix de la forme d'onde 95

II.2.iii. Variation de la durée d'impulsion 98

II.2.iv. Choix de la distance séparant les capteurs (BASELINE) 101

II.2.v. Impact de la fréquence d'échantillonnage 104

II.2.vi. Rapport signal sur bruit nécessaire 107

II.2.vii. Etude de l'impact du jitter 109

II.3. Impact du canal de propagation 110

II.4. Etude en présence de deux cibles avec SER distinctes 112

III. Conclusion générale du chapitre IV 116

IV. Bibliographie du chapitre IV 117

CHAPITRE V : Validation expérimentale 118

I. Introduction 118

II. Mesures à 4 GHz 119

II.1. Description du banc de mesure 119

II.2. Equipements exploités à 4 GHz 121

II.3. Signaux mis en jeu et traitement 122

II.4. Résultats 125

III. Mesures à 60 GHz 127

III.1. Objectif de ces mesures 127

III.2. Composants exploités à 60 GHz 128

III.2.i. Module d'émission 129

III.2.ii. Module de réception 133

III.3. Description du banc de mesure 134

III.4. Résultats et discussion 137

IV. Mesure de canal de propagation à 63 GHz 138

IV.1. Résultats de simulation du modèle de propagation 139

IV.2. Comparaison théorie expérimentation 141

IV.3. Propagation sous la caisse d'un véhicule intermédiaire 143

V. Tentative d'extrapolation de ces résultats aux futurs capteurs 79 GHz 145

VI. Conclusion du chapitre V 145

VII. Bibliographie du chapitre V 148

Conclusion Générale 149

Publications relatives à la thèse 153

ANNEXES 154

Annexe A : Communication 154

Annexe B : La forme d'onde 164

Annexe C : Quelques modèles de générateurs d'impulsions existants sur le marché 172

Annexe D : Liste de figures et de tableaux 173

INTRODUCTION GENERALE

La recherche en matière de transport et plus particulièrement de sécurité automobile s'avère actuellement en plein développement. De nouvelles exigences sont apparues, surtout en termes de sécurité des usagers et des biens. Des recherches scientifiques considérables sont menées, visant à assurer une sécurité maximale des usagers des transports routiers, en coopération avec les mesures prises par les Etats afin de réduire le nombre d'accidents de la route. Une grande partie de ces recherches est soutenue par des initiatives européennes et nationales.

Ces efforts ont déjà permis le développement de systèmes de sécurité avancés. Des systèmes de sécurité passive efficaces existent désormais en grand nombre. Nous citerons parmi les plus connus et visibles, la ceinture de sécurité et les coussins de protection gonflables. Ces derniers sont activés lors de collisions sévères. Parallèlement, la conception mécanique des véhicules a beaucoup progressé et des dispositifs d'absorption d'énergie sans déformation de l'habitacle passager ont fait d'importants progrès, grevant toutefois significativement le poids des véhicules récents.

Les efforts se sont également concentrés vers la réalisation de systèmes de prévention des accidents pour laisser les systèmes de sécurité passifs agir en dernier recours. Cette tendance couplée avec d'une part, les progrès technologiques dans le domaine de la perception de l'environnement et d'autre part, une optimisation de plus en plus nécessaire de la gestion de trafic liée au nombre croissant de véhicules en circulation, a attiré l'attention et l'intérêt de nombreux constructeurs automobiles et équipementiers. L'utilisation de radars sur les véhicules constitue un des points d'entrée technologiques considérés pour apporter quelques éléments de réponse à ces questions.

Les applications civiles des radars ne sont pas récentes mais ce n'est que depuis peu que la conjugaison d'une technologie hyperfréquence à bas coût, associée à une capacité de traitement du signal efficace a permis d'atteindre les objectifs permettant une dissémination vers le marché de masse constitué des véhicules routiers.

Il existe différents dispositifs radar que nous pouvons organiser en trois groupes :

1.- Le groupe système anticollision (SAC) : son usage concerne la détection d'obstacles. Il est relié à un dispositif d'avertissement à bord du véhicule voire actionne directement différents organes du véhicule (freinage, pré tension des ceintures de sécurité…).

2.- Le groupe système de préavis des obstacles (SPO) : son but est d'avertir le conducteur quant à des dangers critiques potentiels dans son environnement. Cette approche consiste habituellement à générer une carte de l'environnement du véhicule équipé afin d'être en mesure d'accomplir des manœuvres coopératives avec les véhicules présents dans son environnement.

3.- Le groupe système autonome de contrôle intelligent de la manœuvre (SACIM) : il s'agit d'un contrôle automatique du véhicule qui permet, par exemple le long d'un peloton de véhicules, de contrôler et de maintenir une distance de sécurité entre le véhicule courant et son prédécesseur.

Afin de mettre en œuvre ces différents systèmes, les fonctions à remplir par un système radar sont essentiellement la mesure de la distance et la mesure de vitesse d'approche de l'obstacle fixe ou mobile ainsi que fournir la direction d'arrivée des obstacles et le nombre d'objets dans le champ radar. Plus récemment, une fonction secondaire de communication a été suggérée pour ces dispositifs.

Ces différents systèmes sont intégrés aux véhicules en première monte, directement ou en tant qu'option. Initialement dévolus aux véhicules de haut de gamme, ces équipements sont désormais proposés sur des véhicules à plus large diffusion. Les résultats anticipés en termes de sécurité sont considérables. Les équipements fournis par l'industrie diffèrent d'un modèle à l'autre en termes de performances : précision, fiabilité, probabilité de détection et de fausse alarme ou encore de largeurs de bandes de fréquence exploitées.

Sur ce dernier point, une décision de la commission des communautés européennes (CE) en date du 8 juillet 2004 relative à l'harmonisation du spectre dans la bande de fréquence de 79 GHz en vue de l'utilisation par des radars à courte portée (SRR : Short Range Radar) pour automobiles a été émise. Cette décision uniformise la bande de fréquences à employer ainsi que la largeur de bande autorisée. Son emploi deviendra obligatoire en Europe en 2013.

Un appel d'offre de l'Agence Nationale de la Recherche, programme « Télécommunications » a permis de lancer en 2007 le projet intitulé « Communication interVEhicules et LOcalisation relative précise (VELO)». Ce projet vise à concevoir et à réaliser un capteur radar fonctionnant dans cette gamme millimétrique nouvellement attribuée.

Un des objectifs de ces SRR affichés par l'ETSI, est de construire une ceinture de sécurité immatérielle à 360° autour du véhicule, utilisant plusieurs SRR. Cette « ceinture de sécurité » permet de détecter les obstacles environnants dans différents scénarios de conduite automobile (système SPO). Une résolution de détection radiale des obstacles inférieure à 10 cm s'avère requise pour ces applications. Cette résolution a conduit à l'étonnante largeur de bande allouée à ces dispositifs soit 4 GHz de 77 à 81 GHz, centrée à 79 GHz. Outre cette distance radiale, un SRR fournit également les informations de vitesse et de position latérale des cibles.

L'existence de cette bande de fréquences particulièrement large, associée à cette couverture à 360° autour du véhicule au moyen de plusieurs SRR a fait penser aux acteurs du projet qu'une capacité de communication inter-véhicules pouvait et devait être implémentée sur ce capteur VELO.

Piloté par l'industrie, ce projet de recherche a été subdivisé en plusieurs sous-projets et thèmes répartis entre partenaires industriels et universitaires qui travaillent en collaboration. La partie conception et réalisation millimétrique est évidemment un point d'entrée particulièrement important. Cependant, les aspects traitement en bande de base permettent également de vérifier que les performances attendues sont réalisables.

Pour ce capteur, trois fonctions sont donc visées :

- Détection et mesure de distance radiale ;
- Communication ;
- Localisation relative précise.

Ce mémoire de thèse abordera rapidement ces deux premières fonctions pour ensuite se focaliser sur la localisation relative précise. Nous montrerons que l'emploi d'une technique ultra large bande (ULB) exploitant des impulsions très brèves permet de satisfaire simultanément les exigences de détection radar, de communication et de localisation relative précise.

Les techniques de positionnement et de localisation sont aujourd'hui développées par de nombreux acteurs académiques ou industriels et l'efficacité d'un dispositif de localisation se mesure habituellement en termes de disponibilité, d'intégrité, de précision et de continuité de service. Pour le paramètre précision, un objectif décimétrique, dans 95% des cas, est inscrit à notre cahier des charges. Principalement basées sur la mesure de temps de vol, de la phase de la porteuse ou de la puissance du signal, les techniques de localisation sont fortement affectées par la présence de l'environnement de propagation et en particulier les trajets multiples. Nous devrons donc considérer le fonctionnement de notre capteur disposé au niveau des pare-chocs, à faible hauteur au-dessus de la chaussée.

Pour assurer simultanément précision de localisation et temps réel, nous proposons dans ce mémoire une solution fondée sur l'utilisation de plusieurs capteurs proprioceptifs de type radar réunis le long d'une ligne de base, associée à une technique ULB ainsi qu'à la mesure de temps de vol des signaux reçus par ces différents capteurs.

Dans le cas de figure que nous avons étudié, cette solution utilise des capteurs fixes répartis symétriquement le long du pare-chocs avant du véhicule. Ces capteurs illuminent périodiquement la scène où se déplacent les objets mobiles et fixes (cibles) autorisant en deux dimensions et en temps réel, une localisation relative précise de ces cibles.

L'articulation de ce mémoire de thèse s'effectue de la manière suivante.

Le premier chapitre est dédié à la présentation de techniques de localisation. Les techniques de localisation s'avèrent nombreuses et répondent à des attentes très différentes. Une bonne maîtrise et connaissance de ces diverses méthodes s'avèrent donc nécessaires afin de dimensionner efficacement

la solution de localisation requise pour résoudre un problème donné. Cette solution nécessite également parfois une combinaison de différentes techniques afin de parvenir à l'objectif recherché ou d'améliorer la précision de localisation dans certains cas. Nous nous attacherons donc à effectuer un panorama des techniques utilisables dans notre contexte.

Le deuxième chapitre se focalise sur les techniques radar. Il vise ainsi à établir certaines spécifications du capteur de localisation qui pourront être utilisées afin de mettre en œuvre un modèle de simulation de ses performances. La première partie est consacrée à une présentation des radars automobiles. Nous rappellerons les spécifications en vigueur pour ces dispositifs. Nous montrerons ensuite comment le projet ANR-VELO s'insère dans cet environnement technique, réglementaire et scientifique et quelle architecture a été sélectionnée par les acteurs du projet. Nous effectuerons également une synthèse des spécifications techniques disponibles qui nous seront utiles afin de pouvoir évaluer les performances en localisation de ces nouveaux capteurs.

Le troisième chapitre nous permet d'effectuer l'étape de préparation du modèle de simulation. Il s'agit ici d'identifier les différents paramètres du système sur lesquels nous pourront jouer efficacement lors de la conception du traitement ainsi que de fournir des valeurs réalistes de paramètres permettant par la suite d'exploiter nos modèles de simulation. Ces paramètres sont nombreux : nombre de capteurs exploités, dimension de la ligne de base, formes d'ondes exploitées, techniques de mesure de temps de vol, fréquence d'échantillonnage, jitter tolérable, impact de la propagation au-dessus de la chaussée… Tous auront un impact sur la précision.

Nous disposerons ainsi des éléments permettant de développer et d'exploiter, chapitre IV, les modèles de simulation nécessaires à l'évaluation globale des performances du système de localisation relative. Dans ce chapitre, nous mettrons en œuvre ce qui précède afin d'évaluer la validité des techniques de localisation choisies. Les modèles de simulation seront développés sous Matlab™ et ADS™ . L'objectif est d'analyser les performances intrinsèques des différentes techniques exploitées ainsi que de leurs associations pour des portées très faibles ou maximales de 30 m et un angle de visibilité ou d'ouverture de la détection jusque 180°, en présence du sol.

La chapitre V terminera ce mémoire par une tentative de validation de ces techniques avec une expérimentation menée dans un premier temps à 4 GHz puis, en gamme millimétrique à 60 GHz. Ces expérimentations exploiteront des équipements disponibles.

Nous conclurons ce mémoire par une synthèse des résultats obtenus lors des cinq chapitres précédents ainsi que par la présentation de perspectives de recherche liées à ce travail.

CHAPITRE I : SYSTEMES DE LOCALISATION

I. POSITIONNEMENT DU TRAVAIL DE THESE

Ces trois dernières décennies ont été caractérisées par une évolution très rapide du secteur des transports. De nouvelles exigences sont apparues, surtout en termes de sécurité des usagers et des biens. De nombreuses techniques avancées de communication, de localisation et de détection d'obstacles efficaces ont été développées et sont en mesure de garantir certaines de ces exigences nouvelles.

En parallèle, le développement continu et rapide des technologies de l'information et de la communication ainsi que la grande diversité des champs d'applications constituent des motivations grandissantes pour les systèmes de localisation terrestres. Aider à maîtriser les déplacements des personnes et des biens, apporter diverses fonctionnalités aux systèmes d'aide à la conduite, localiser pour mieux secourir.., telles sont quelques raisons de mener une action de recherche et de développement forte sur ce thème de la localisation.

Ce terme « localisation » signifie généralement la connaissance de la position de l'objet dans un système de référence explicite. La localisation est définie par le couple - position et attitude - de l'objet. La position est souvent fournie sous la forme d'un ensemble de coordonnées géographiques associé à un référentiel connu. L'attitude, quant à elle, désigne les différents angles présentés par l'objet par rapport à un référentiel ou par rapport à des amers caractérisant le système.

La localisation d'objets à la surface de la terre a fait l'objet de nombreux travaux depuis plusieurs siècles avec, comme nous l'indiquions précédemment, une accélération très récente. De ce fait, ce problème de la localisation a été traité à l'aide de techniques très variées : points astronomiques, phares et radio phares côtiers, topographie optique, suivi radar des avions en vol, systèmes de localisation par satellites, topographie laser…

Dans le champ plus particulier du transport routier, une communication de la Commission au Parlement Européen en date du 15 septembre 2003 intitulée « Technologies de l'information et des communications pour les véhicules sûrs et intelligents » [1] annonce son intention d'améliorer la sécurité routière en lançant l'initiative baptisée « eSafety ». Selon cette communication, « ces améliorations peuvent être obtenues grâce à de nouvelles technologies d'information et des communications telles que les systèmes radars à courte portée » que nous appellerons également Short Range Radars ou plus simplement désormais SRR.

La décision de la Commission en date du 8 juillet 2004 harmonise en Europe l'utilisation du spectre de fréquences dans la bande des 79 GHz, en vue de l'utilisation de SRR pour automobiles dans la Communauté [2]. Dans son article 3, cette décision précise que « la bande de fréquences de 79 GHz est désignée pour l'utilisation des systèmes radars à courte portée pour automobile et qu'elle sera mise à disposition de ce service le plus rapidement possible, et au plus tard le 1er janvier 2005 ».

Depuis cette date du 1er janvier 2005, peu d'initiatives industrielles ont vu le jour en Europe afin de développer des capteurs SRR fonctionnant dans cette gamme de fréquences et avec une technologie permettant à terme une réalisation à coût modéré. Le projet ANR-RNRT [3]: Communication Inter Véhicules et Localisation Relative Précise (VéLo) s'attache à pallier cette lacune en développant un prototype de capteur SRR implémenté dans une technologie silicium (Heterojunction Bipolar Transistor – HBT) de fréquence de transfert équivalente à 250 GHz.

Tel qu'envisagé par la Commission, un des objectifs des SRR est de construire une ceinture de sécurité immatérielle à 360° autour du véhicule, utilisant plusieurs SRR. Cette « ceinture de sécurité » permet de détecter les obstacles environnants dans différents scénarios de conduite automobile. Outre cette distance radiale, un SRR fournit également les informations de vitesse et de position latérale des cibles.

L'existence de cette bande de fréquences particulièrement large, associée à cette couverture à 360° autour du véhicule au moyen de plusieurs SRR a fait penser aux acteurs du projet VéLo qu'une capacité de communication inter-véhicules voire véhicule-infrastructure routière pouvait également être implémentée avec avantage sur ce nouveau capteur.

A un stade de conception très amont du capteur, le surcoût associé à cette fonction de communication supplémentaire peut être extrêmement limité mais son champ d'applications large. Les données essentielles nécessaires à échanger entre véhicules équipés de capteurs VéLo peuvent être classées de manière très schématique en quatre catégories, elles mêmes supportées par des débits de données différents, mais possédant des objectifs très complémentaires :

- Echanger, en temps réel, des positions absolues de véhicules entre eux. Ces positions absolues sont issues à titre d'exemple de capteurs GNSS (GPS, GALILEO…) qui, à terme, devraient équiper une très grande part du parc de véhicules européens.
- Echanger en temps réel, entre eux, leurs cartes d'environnement radars.
- Echanger en temps réel, entre eux, leurs cartes d'environnement vidéo.
- Recueillir depuis l'infrastructure un certain nombre d'attributs liés à l'état et à l'exploitation de la route.

Ces quatre niveaux d'échanges de données visent tous à permettre une anticipation de la tâche de conduite automobile par mutualisation de données et coopération entre véhicules proches ou avec l'infrastructure.

Le travail décrit dans ce mémoire de thèse s'inscrit dans le cadre général de ce projet « VéLo » et s'intéresse spécifiquement à la fonction de localisation relative précise des véhicules situés dans le champ de détection des SRR.

Nous nous intéresserons essentiellement au traitement de signaux de localisation relative précise d'un véhicule se déplaçant sur une voie de circulation, par rapport à d'autres véhicules coopératifs évoluant à proximité. Nous emploierons pour cela les signaux des SRR caractérisés par une bande passante très large et portés par une onde porteuse en gamme millimétrique. Notre référentiel sera mobile, attaché au véhicule effectuant ce traitement des signaux. Nous aurons de plus la contrainte importante de fournir une information avec une fréquence de rafraichissement de quelques dizaines de Hz.

Le verrou scientifique auquel nous sommes confrontés et que nous tenterons de résoudre réside donc essentiellement dans la précision de localisation relative recherchée soit quelques centimètres, quelles que soient les positions relatives des véhicules évoluant au-dessus de la chaussée.

Après cet exposé de l'objectif général de notre travail de thèse nous ferons, dans ce chapitre introductif, un point rapide sur les techniques à notre disposition afin d'assurer cette fonction de radiolocalisation. Nous présenterons par la suite quelques systèmes de radiolocalisation existants, sélectionnés par leurs caractéristiques connexes à notre étude, et nous fournirons leurs performances associées. La section suivante sera consacrée à la description de projets traitant de localisation plus spécifiquement dans le champ des transports terrestres. Enfin nous évoquerons la technique radio Ultra Large Bande (ULB) et son intérêt pour notre étude.

II. SYSTEMES DE LOCALISATION ET CRITERES DE PERFORMANCES

De nos jours, les techniques de localisation s'avèrent nombreuses et répondent à des attentes très différentes. Une bonne maîtrise et connaissance de ces diverses méthodes est nécessaire afin de dimensionner efficacement la solution de localisation requise pour résoudre un problème donné. Cette solution nécessite parfois une combinaison de différentes techniques afin de parvenir à l'objectif recherché ou d'améliorer la précision de localisation dans certains cas. Ces méthodes de combinaison sont généralement appelées techniques hybrides [4].

Cette solution doit être « juste » dimensionnée afin de ne pas entraîner de surcoût pour l'utilisateur du service de localisation ou pour l'exploitant, tant au niveau de l'infrastructure qu'au niveau du terminal

de localisation. Les évolutions des performances des systèmes de localisation doivent aussi être accompagnées d'une législation adéquate afin de se prémunir de brouillages non-intentionnels ou intentionnels avec d'autres systèmes fonctionnant autour de la même gamme de fréquences, voire afin de n'être mis en œuvre que dans le respect de la vie privée des utilisateurs.

Les performances des techniques de radiolocalisation étudiées dépendent essentiellement de l'environnement de l'application envisagée. Ainsi, les systèmes se caractérisent par un fonctionnement soit en milieu « indoor » (immeubles, parkings, tunnels… espaces généralement non couverts par des signaux satellitaires) ou « outdoor » (espaces significativement ouverts vers le ciel). Pour ces deux contextes, la topographie des lieux présente de nombreux obstacles à la propagation des ondes avec des effets plus ou mois différents (atténuations, réflexions, diffractions). Pour évaluer les performances d'un système de localisation, quatre paramètres sont pris en compte :

- La précision de localisation mesure le degré de conformité entre la position estimée et la position réelle. La précision de localisation est toujours associée à une probabilité d'atteindre la valeur associée (par exemple 10 cm de précision pour 95% des mesures).
- L'intégrité de la localisation mesure la confiance que l'on peut placer dans l'exactitude de l'information fournie par le système. Elle inclut la capacité d'un système à donner un avertissement en temps opportun, lorsqu'une partie ou la totalité de ses composantes fournissent des renseignements erronés et ne doivent donc pas être utilisées.
- La disponibilité de la localisation définit la capacité d'un système à opérer sans interruptions non programmées durant la période d'opération prévue. Elle s'exprime par une probabilité de non-interruption de service par heure ou par phase d'opération.
- La continuité de localisation représente la période de temps pendant laquelle une application exploite la localisation. Durant cette période ou phase, cette fonction de localisation doit fournir une information fiable à l'application liée à un équipement ou à un utilisateur. Il s'agit par exemple de la durée d'un trajet routier pendant lequel nous aurons recours à l'information de localisation fournit par un dispositif embarqué à bord du véhicule.

Outre ces quatre paramètres essentiels, **l'étalonnage** joue également un rôle très important. Dans un système non calibré les positions estimées sont différentes des positions réelles et peuvent être considérablement erronées en raison de retards de transmission et de réception. **La réactivité** ou vitesse de réponse est définie par la vitesse à laquelle le système de localisation fournit de nouvelles informations de localisation indépendantes des précédentes. Ceci constitue un paramètre important, en particulier en situation de mobilité. **Le coût**, qui comprend le coût de l'installation, de déploiement, d'infrastructure et de maintenance est également un paramètre crucial. Enfin, **la consommation** énergétique reste un facteur important notamment lors de l'emploi de terminaux nomades.

III. LOCALISATION ASCENDANTE ET DESCENDANTE

Les techniques de radiolocalisation reposent sur un même principe mais peuvent être implémentées en suivant deux approches différentes : l'approche ascendante et l'approche descendante.

Dans l'approche ascendante, le mobile constitue l'émetteur, sa localisation est effectuée au niveau d'un serveur central fixe. Cette méthode est également appelée télé-localisation. La majorité des techniques basées sur la triangulation utilise cette approche [5]. Un exemple de celle-ci concerne la localisation d'un mobile GSM dans une cellule, par le réseau, via les stations de base environnantes.

Dans l'approche descendante encore appelée auto-localisation, le mobile est uniquement récepteur et la localisation s'effectue à son propre niveau, via un traitement adéquat des signaux reçus. La localisation par utilisation de signaux diffusés depuis une constellation de satellites exploite cette approche descendante.

Nous nous proposons maintenant d'effectuer un rappel des grandes familles de localisation dans différents domaines d'applications.

IV. TECHNIQUES DE RADIOLOCALISATION

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 deux 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.

IV.1. LOCALISATION PAR MESURE D'ANGLE D'ARRIVEE : ANGLE OF ARRIVAL (AOA)

La mesure d'angle d'arrivée ou AOA (Angle Of Arrival), encore appelée DOA (Direction Of Arrival) est une classe de méthodes permettant de déterminer l'angle d'arrivée ou la direction de propagation d'une onde radio incidente sur un réseau d'antennes. On se base sur la phase du signal reçu : dans ce cas, l'angle d'arrivée sera formé entre le plan de ce réseau d'antennes et l'objet. Généralement, les éléments de ce réseau doivent être séparés par une distance qui ne dépasse pas la moitié de la longueur d'onde du signal reçu. Plus le réseau dispose d'éléments, plus la précision peut être importante.

La technique AOA est une des techniques de localisation largement employée dans la gamme d'applications de type sonar, radar, surveillance, exploration séismique… Elle fournit une précision

importante quand on se situe en vision directe (LOS : Line Of Sight) [6]. Les signaux généralement utilisés sont des signaux sinusoïdaux à bande étroite. Les paramètres à estimer sont les fréquences des signaux et la direction d'arrivée des ondes planes. On ne peut exploiter ces paramètres sans avoir recours à des algorithmes de calcul. Citons à titre d'exemples :

- ESPRIT : Estimation de paramètres de signaux via des techniques d'invariance rotationnelle [7].
- SAGE : Space alternating generalised expectation.
- MUSIC : Multiple signal classification [8].
- MEM : Maximum entropy method.
- MLM : Maximum likelihood estimation method.

Ces algorithmes dits à super résolution diffèrent entre eux par la précision de mesure, le temps de calcul, et la robustesse contre les imperfections du réseau de capteurs (gain, phase, espacement…) et contre le bruit [9].

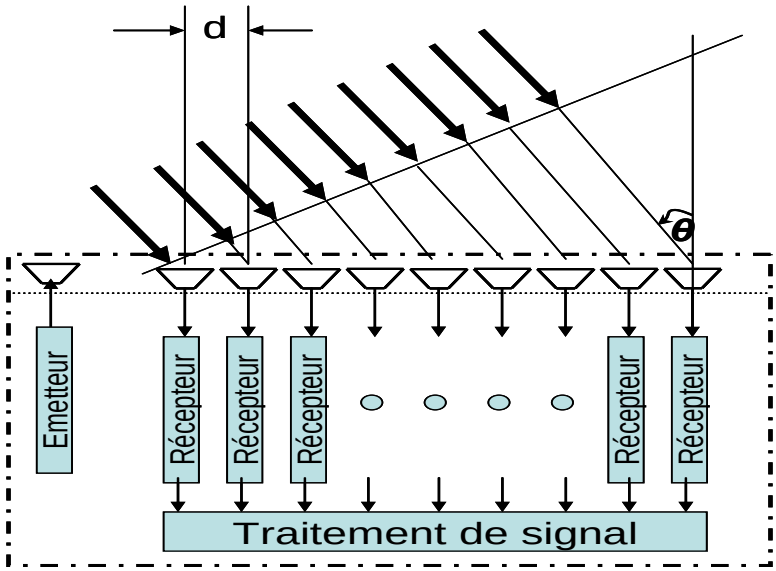


Figure I.1 : Principe de la technique AOA.

Sur la figure I.1 précédente, nous avons représenté un exemple de réseau d'antennes utilisé pour la localisation AOA. Dans ce cas, 9 récepteurs séparés par une même distance ont été utilisés. L'angle θ est calculé par la différence de phase reçue par chaque élément de ce réseau. Notons également qu'une seule mesure d'angle d'arrivée ne suffit pas à localiser un objet dans l'espace. Deux mesures différentes sont nécessaires afin d'atteindre ce but. Deux réseaux A et B d'antennes différents sont donc requis : leurs centres respectifs sont distants d'une distance D qu'on appelle ligne de base ou « Baseline ». Suite à un calcul géométrique, connaissant la position des centres des réseaux de

capteurs, ainsi que l'angle d'arrivée sur chacun d'eux, on pourra estimer la position de l'objet par intersection de deux droites. La configuration requise est décrite figure I.2 avec 5 capteurs par réseau.

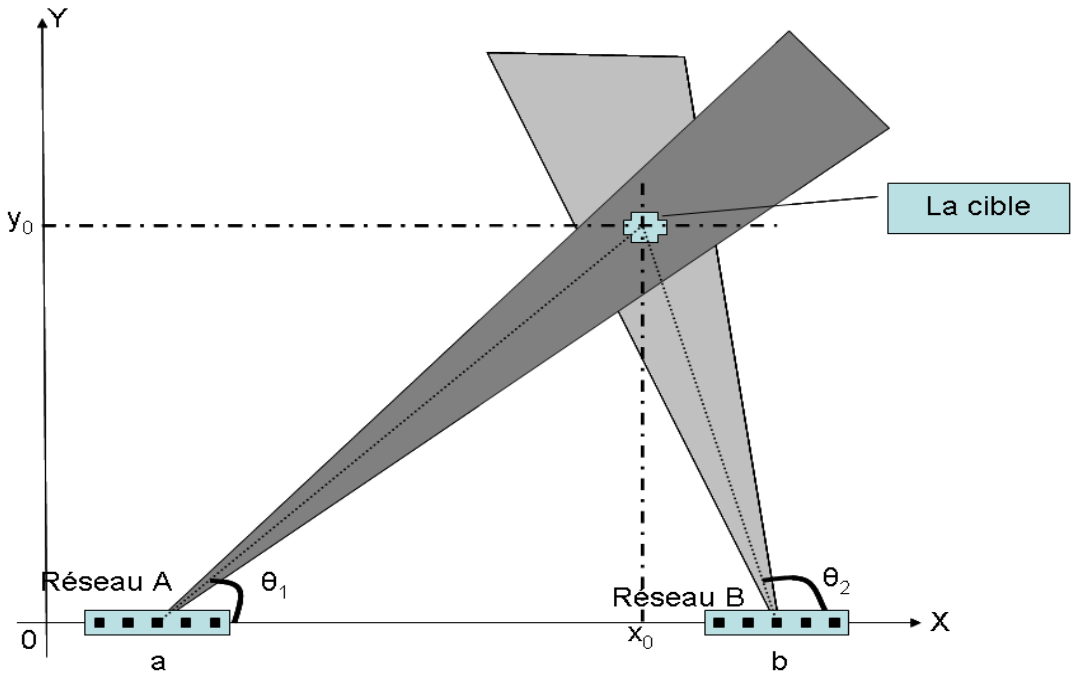


Figure I.2 : Baseline et localisation par technique AOA.

La localisation de la cible représentée figure I.2 devient donc le résultat de deux estimations de l'angle d'arrivée sur deux réseaux d'antennes notés A et B dont les centres ont pour abscisses respectives a et b (connues). La localisation sera d'autant plus précise que les valeurs de θ_1 et θ_2 seront déterminées avec précision. Ces deux angles peuvent être exprimés par les relations :

$$\theta_1 = ar\cos\left(x_0 - a \Big/ \sqrt{(x_0 - a)^2 + y_0^2} \right) \text{ et } \theta_2 = ar\cos\left(x_0 - b \Big/ \sqrt{(x_0 - b)^2 + y_0^2} \right) \qquad \text{(eq. I.1)}$$

En présence de multi-trajets, il devient difficile d'estimer la direction « véritable » dans laquelle se trouve la cible (émetteur). Cette contrainte est souvent rencontrée en environnement intra-bâtiment (indoor). Dans ce cas, il est envisageable d'utiliser des techniques combinées à des algorithmes de super-résolution - cités auparavant - pour résoudre à la fois le problème de multi-sources, de multi-trajets afin d'améliorer la précision spatiale.

IV.2. LOCALISATION PAR MESURES DE PUISSANCE

La RSS (Received Signal Strength) ou puissance des signaux reçus constitue une autre technique usuelle. Elle se base sur l'estimation de la distance entre le mobile et les stations de base encore

appelées ancres, souvent fixes. Cette technique exploite l'information de puissance reçue, mesurée par ces ancres fixes [10]. Le signal est dans ce cas émis par le mobile. Un processus descendant peut également être mis en œuvre si le mobile peut avoir accès aux informations nécessaires concernant les ancres fixes environnantes. La position de l'objet est ensuite calculée, par exemple, par triangulation. Cette technique est basée sur le principe que la puissance du signal direct reçu par un récepteur est fonction de la distance d_i séparant l'émetteur et le récepteur. Elle apparait en figure I.3. Cette évolution de la puissance du signal en fonction de l'éloignement peut être décrite à l'aide d'un modèle de propagation adapté à l'environnement de propagation.

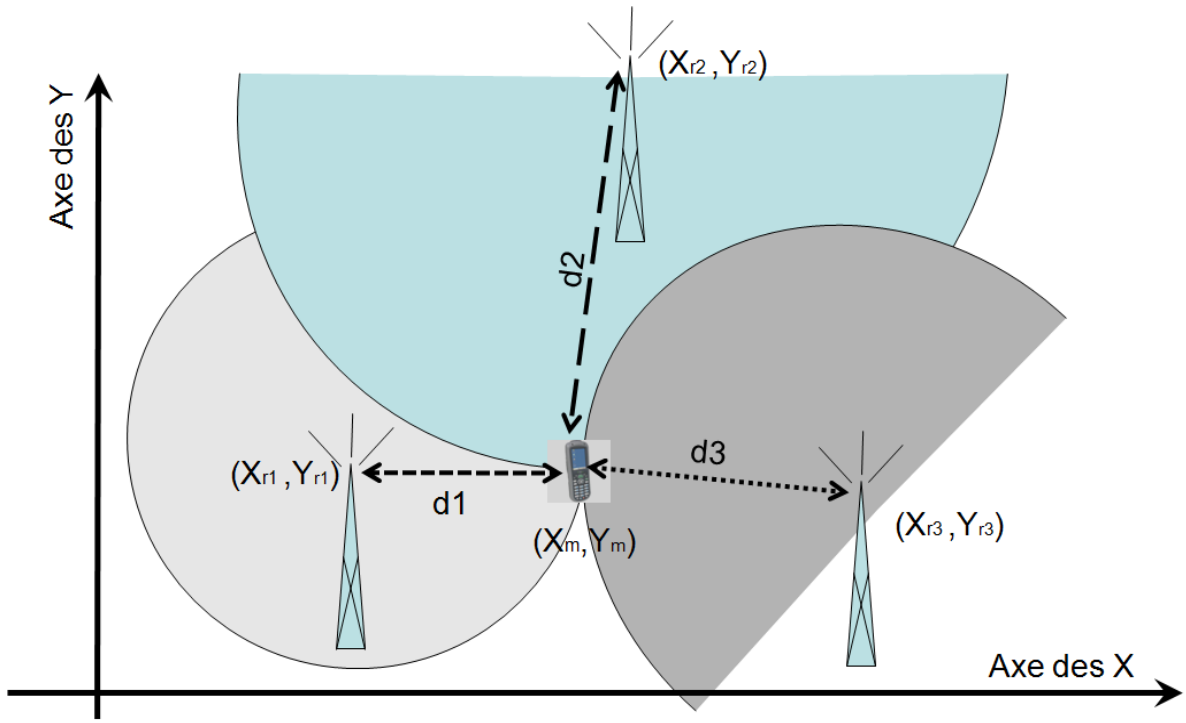


Figure I.3 : Principe de la technique RSS.

Un tel modèle de propagation est décrit par les équations I.2 à I.4 suivantes.

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - Pe(d)[dB] + G_t[dB] + G_r[dB] \qquad \text{(eq. I.2)}$$

où P_t est la puissance du signal émis, $Pe(d)$ est l'atténuation du milieu en fonction de la distance d ; G_t et G_r sont les gains respectifs des antennes de l'émetteur et du récepteur. L'atténuation du milieu Pe en fonction aussi de la distance d, est donnée par l'équation I.3 :

$$Pe(d)[dB] = \overline{Pe}(d_0)[dB] + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma[dB] \qquad \text{(eq. I.3)}$$

$\overline{Pe}(d_0)$ représente la moyenne de l'atténuation à une distance de référence d_0, n le coefficient d'atténuation du milieu considéré et X_σ est une variable aléatoire Gaussienne (exprimée ici en dB) de valeur moyenne nulle et d'écart-type σ. Le coefficient n indique le taux d'atténuation en fonction de la distance et X_σ représente la variation aléatoire de l'atténuation autour de la moyenne.

Ainsi, la puissance du signal reçu à un point de référence donné dépend de la distance d qui les sépare par la relation suivante :

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - \overline{Pe}(d_0)[dB] - 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) - X_\sigma[dB] + G_t[dB] + G_r[dB] \qquad \text{(eq. I.4)}$$

Les paramètres n et σ sont spécifiques à chaque milieu et peuvent varier lorsque des modifications sont apportées à ce milieu. En espace libre, par exemple $n = 2$. En connaissant tous les paramètres de l'équation I.3, on peut donc déduire la distance d séparant le mobile d'une station de base donnée. Il est nécessaire de prendre en compte plusieurs mesures de puissances sur différents récepteurs, chacun générant son propre lieu géométrique, conduisant à la localisation de l'objet par intersection ou corrélation entre ces différentes lignes de niveau (cercles plus ou moins déformés).

La borne inférieure de Cramer-Rao (CRLB - Cramer-Rao Lower Bound) nous fournit l'inégalité suivante pour une estimation de distance d en s'appuyant sur des mesures de puissance de signal [11]:

$$\sqrt{\mathrm{var}(\hat{d})} \geq \frac{\ln 10}{10}\frac{\sigma_{sh}}{n_p}d \qquad \text{(eq. I.5)}$$

équation où d est la distance entre les l'émetteur et le récepteur, n_p est le facteur d'atténuation lié au trajet, et σ_{sh} est l'écart-type de la variable aléatoire gaussienne centrée représentant l'effet du shadowing du canal log-normal. On constate, grâce à cette inégalité, que l'estimation ultime dépend des caractéristiques du canal et de la distance entre émetteurs/récepteurs. Cette technique dépend de l'environnement dans lequel le signal se propage et repose essentiellement sur la réception d'un signal en trajet direct. Le trajet direct peut cependant être parfois très atténué, voire inexistant. L'utilisation de cette technique nécessite donc une détermination régulière des paramètres d'atténuation du milieu pour tenir compte du changement dynamique du canal de propagation.

IV.3. LOCALISATION A BASE DE TEMPS DE PARCOURS

Il existe deux grandes techniques de localisation à base de temps. Celles-ci se distinguent par un recours ou non à une synchronisation précise des sources.

IV.3.i. LOCALISATION A BASE DE TEMPS D'ARRIVEE (TOA)

Cette technique repose sur le principe que les ondes électromagnétiques se propagent à une vitesse constante en espace libre (célérité de la lumière). Connaissant le temps t mis par le signal direct pour arriver de l'émetteur au récepteur, la distance d les séparant est de ce fait obtenue directement par l'équation I.6 suivante :

$$d = c * t \qquad \text{(eq. I.6)}$$

Cette technique utilise par la suite une simple triangulation avec un minimum de 3 points de référence pour déterminer la position du mobile [12]. Comme dans le cas de la technique RSS précédente présentée en figure I.3, le lieu géométrique de l'objet sera un cercle ayant pour centre l'émetteur et pour rayon la distance calculée, divisée par la célérité de lumière.

Cette technique est simple, son inconvénient majeur réside dans la nécessité d'une synchronisation temporelle efficace entre les points de référence et le récepteur. Celle-ci n'est généralement pas obtenue aisément. Un défaut de synchronisation conduit à des erreurs dans le calcul du temps pris par le signal direct pour arriver au niveau du mobile et, par suite, conduit à des erreurs de localisation. Pour pallier ce problème de désynchronisation, une solution utilisée en radar ou sonar consiste à ce que chaque point de référence soit à la fois émetteur et récepteur ; chaque point émet un signal et reçoit peu après le signal réfléchi par le mobile. Le parcours ainsi effectué par le signal est égal à deux fois la distance séparant le mobile du point de référence. Cette solution permet d'éliminer la nécessité de synchronisation entre les points de référence et le mobile. Le fait que le mobile soit le plus souvent une cible passive conduit cependant soit à des portées limitées ou à des puissances d'émission nécessaires considérables.

Cependant, dans un canal de propagation réduit à la seule présence de bruit blanc additif gaussien (BBAG), la meilleure précision obtenue ou limite fondamentale de la technique TOA est calculée par la fonction suivante (eq. I.7)

$$\sqrt{\mathrm{var}(\hat{d})} \geq \frac{c}{2\sqrt{2}\pi\sqrt{SNR}\beta} \qquad \text{(eq. I.7)}$$

Avec c la célérité de la lumière, SNR le rapport signal sur bruit et β la bande effective du signal ou la RMS (Root Mean Square) de la bande du signal définie dans l'équation suivante :

$$\beta \triangleq \left[\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \right]^{1/2} \qquad \text{(eq. I.8)}$$

On peut remarquer qu'à la différence de la RSS, la précision de la TOA peut s'améliorer en augmentant la valeur du SNR ou la bande effective. Une seconde solution consiste à utiliser la différence de temps d'arrivée des signaux reçus encore appelée TDOA (Time Difference Of Arrival).

IV.3.ii. LOCALISATION A BASE DE DIFFERENCES DE TEMPS D'ARRIVEE (TDOA)

A la différence de la TOA, la TDOA ne nécessite pas de synchronisation entre le mobile et les points de référence (récepteurs). Par la suite, nous considérons que l'objet à localiser émet les signaux directement par son propre équipement radio, ou qu'il réfléchit ces signaux dans le cas d'objets non-coopératifs. Ce signal est récupéré par plusieurs récepteurs de positions connues espacés d'une distance B que nous appelons ligne de base ou baseline. Suite à un traitement, on pourra remonter à la localisation de l'objet. Bien évidement, dans ce cas, les récepteurs (points de référence) doivent être parfaitement synchronisés entre eux. Cette technique se base sur la différence de temps d'arrivée du signal du premier trajet sur chacun des récepteurs. Il est donc nécessaire de considérer un de ces derniers comme récepteur maître pour l'utiliser comme une référence de temps. Si les récepteurs ne sont pas parfaitement synchronisés, il est nécessaire de déterminer le délai d'erreur, lors d'une étape de calibrage. Dans un plan 2D, le lieu géométrique correspondant aux mesures est une hyperbole. Comme dans les techniques précédentes, il est nécessaire d'acquérir plusieurs mesures TDOA (deux au moins) pour localiser la position de la cible en calculant l'intersection entre les différentes hyperboles. La valeur de TDOA qui est une valeur de différence de temps sur deux récepteurs distincts peut être calculée par deux techniques différentes :

- ✓ Soustraction de temps d'arrivée (TOA) de chacun des capteurs. (émetteur/récepteurs synchronisés).
- ✓ Corrélation de deux signaux provenant des capteurs.

La seconde technique est plus généralement connue sous le nom de Cross-Corrélation Généralisée (CCG). Elle est considérée généralement comme étant plus robuste. La figure I.4 ci-dessous montre le schéma synoptique d'un dispositif d'estimation de TDOA selon la technique CCG [13].

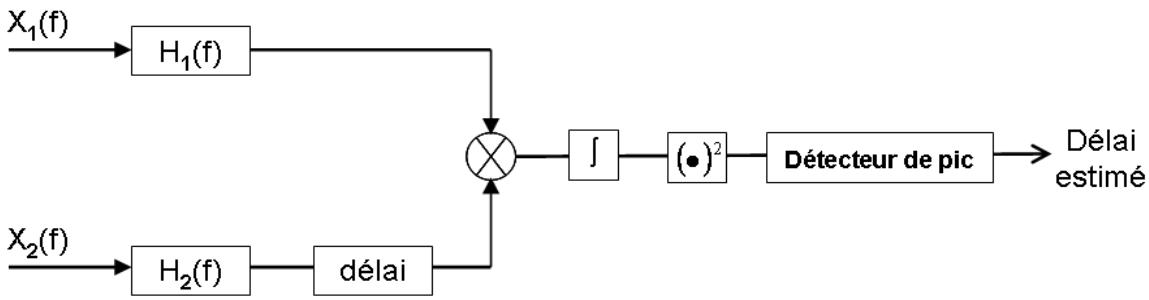


Figure I.4 : Exemple d'un schéma synoptique d'estimation TDOA.

Il existe en particulier trois méthodes différentes pour calculer la position : via le modèle mathématique hyperbolique de calcul de position, via la méthode de série de Taylor ou encore en exploitant la méthode de Chan [14].

IV.4. LOCALISATION PAR FINGERPRINTING (EMPREINTE)

Le mot « fingerprinting » vient du terme anglais « fingerprint » qui signifie empreinte digitale. La technique fingerprinting ou signature est mise en œuvre en deux étapes essentielles :

La première étape consiste à construire une base de fingerprinting. Pour réaliser cette base nous construisons d'abord un maillage du volume total où la localisation doit être effective. Ce maillage permet de définir un ensemble de points dans l'espace d'étude où seront enregistrées les signatures de signaux de référence. Plusieurs types de signatures peuvent être utilisés : les puissances incidentes, les angles d'arrivée, les temps d'arrivée…

La deuxième étape consiste en la localisation classique. L'algorithme de localisation devra, à partir de paramètres de localisation mesurés localement et, connaissant les fingerprinting déjà enregistrés lors de la première étape pour les positions correspondantes, déterminer la position actuelle du mobile. La possibilité d'extrapoler une position non contenue dans la base de données est donc un paramètre important pour le choix de l'algorithme de localisation. Plusieurs algorithmes peuvent être utilisés tels que les réseaux de neurones, la méthode du voisin le plus proche…

Cette technique est utilisée essentiellement dans des volumes utiles relativement limités tels que salles de musée, halls de gare… ce qui permet d'avoir des bases de fingerprinting d'une taille raisonnable et par conséquent un temps de traitement approprié. Cette technique offre une meilleure précision par le fait que le canal de propagation est pris en compte comme information de base. En effet, les fingerprinting sont enregistrées en environnement réel utilisant une modélisation mathématique de l'environnement de localisation. Cette technique donne généralement des erreurs de localisation beaucoup plus faibles que les techniques classiques où le canal de propagation et le mobile restent quasi-stationnaires. Cependant, la précision de localisation se dégrade rapidement lorsque le canal de propagation évolue en fonction des mouvements des personnes et des objets. Cette technique nécessite en outre une reprise périodique de la base de données, lors de changements d'environnements.

V. SIGNAUX ET DISPOSITIFS POUR LA RADIOLOCALISATION

Le tableau I.1 suivant se propose de résumer de manière concrète bien que qualitative les points forts et les points faibles associés à différents types de signaux ultrasonores, radioélectriques, infrarouges et optiques [15]. Selon l'application considérée, on tentera de minimiser l'impact des points faibles.

Technologie	**Points forts**	**Points faibles**
Ondes acoustiques et ultrasonores	Propagation des signaux relativement lente (vitesse du son). Permet de mesurer avec précision à de faibles fréquences d'horloge, ce qui rend le système simple et peu coûteux.	Portée de 3 à 10 m. Les facteurs environnementaux possèdent des répercussions importantes (notamment en environnements transport).
Radiofréquence	Bande passante importante possible si une autorisation administrative est disponible : précision en rapport avec la bande passante (Cramer Rao Lower Bound). Fonctions de localisation portées parfois par la communication et de ce fait potentiellement économiques à déployer sur des réseaux existants.	Pas de modèle de propagation unique pour les multi-trajets. Portée de la RFID est de 1-10 m. Portée du Bluetooth est de 10-15 m. Portée de WLAN est de 50-100 m. Portée des systèmes cellulaires jusqu'à quelques km.
Radio ULB	Forte précision potentielle (bande passante > 500 MHz). Moins influencée par les trajets multiples que les systèmes RF traditionnels. Terminaux bas coût.	Terminaux bas coût. En gamme centimétrique : portées limitées par la puissance légale réduite autorisée - cet argument s'atténue dans le cas des SRR en gamme millimétrique (PIRE importantes).
Infrarouge	Technologie économique, compacte, faible puissance.	Portée jusque 5 m. Uniquement en conditions LOS. Non utilisable sous soleil rasant.
Optique	Forte précision Compacte Puissance importante possible	Portée dépendante de la luminosité ambiante Restriction aux conditions LOS

Tableau I.1 : Signaux pour la localisation.

Reprenant ces éléments mais en les associant cette fois à une ou plusieurs techniques de localisation, le tableau I.2 mentionne également quelques réalisations industrielles disponibles [16].

	Environnement	Signal d'entrée	Technique de mesure de la distance	Technique d'estimation de la localisation	Performances du système : précision, calibrage, puissance
GPS opérationnel depuis 1994	Outdoor	Radio à 1176,45 MHz 1841,40 MHz	TOA	trilatération avec 4 satellites dans un repère de temps et de dimension 3 axes	10 m (@95 % - 2 dRMS) mais fonction de l'environnement
Active badges 1992	Indoor	Infrarouge	Badges actifs transmission d'un court identifiant.	Diffusion infrarouge de proximité de cellules du badge à la base de la chambre	Précision = dépend du nombre de récepteurs dans le bâtiment (un récepteur minimum par pièce du bâtiment
Active Bats 1994	Indoor	Ultrason	TOA	Multilatération	Position 3D, 9 cm à 95%; échelle: 1 base / 10m² ; difficulté d'installation du réseau de capteurs
Cricket 2000	Indoor	Radio et ultrason	Proximité et TDOA	Proximité des balises trilatération	Balises denses de balises installées par exemple au plafond d'une pièce.
Easy Living 2000	Indoor	Radio et Ultra-son	Analyse géométrique	Analyse de scène	3 caméras / chambre, la puissance de traitement et de protection de la vie privée non développée
SpotOn 2000	Indoor	Radio	RSS	multilatération adhoc pour estimer la distance entre les balises	La précision dépend du volume du cluster et de sa densité - RSS moins précise que la TOA.
e911, e112 Localisation d'appels d'urgence : téléphone cellulaire	Outdoor	Radio cellulaire	-	-	150-300m @ 95%. En cas de présence d'une couverture cellulaire (2G) précision : échelle de la densité de l'infrastructure cellulaire
Ekahau 200x	Indoor	Radio, IEEE 802.11x	N/A	N/A	Possibilité de poursuite en 3D des ordinateurs portables, PDAs, balises; nécessité de calibrage; jusqu'à 1 mètre de précision.
LANDMARC 2004	Indoor	RFID radio	Proximité et RSSI par référence aux balises.	RSS (plus proche voisin).	Calculée via le scan de niveau de puissance - la précision est de 1 peu précise
UBISENSE 2004	Indoor	ULB bande : 5,8-7,2 GHz	TDOA AOA	Trilatération + Angulation	15 cm en 3D; performant dans les canaux multi-trajets et en cas de NLOS - Portée capteur-balise : 50 m

Tableau I.2 : Systèmes de localisation existants.

VI. PRESENTATION DE SYSTEMES DE LOCALISATION CONNEXES AU PROJET DE RECHERCHE

Dans cette partie, nous présenterons quelques systèmes et projets de localisation particuliers, en lien direct avec notre travail de recherche.

VI.1. SYSTEMES DE LOCALISATION POUR LES TRANSPORTS

La majorité des travaux concernant les systèmes de radiolocalisation propose une fusion de plusieurs techniques ou l'ajout d'un algorithme de localisation. Parfois, ces études se sont limitées à une comparaison de plusieurs techniques ou plusieurs algorithmes dans un environnement donné. Ainsi, dans [17], l'auteur propose de combiner les techniques TOA et AOA (figure I.5). La distance entre l'émetteur et les récepteurs varie entre 0 et 12 m dans le demi-plan face aux récepteurs. La baseline entre ces deux derniers est fixée à 40 cm.

Le système proposé utilise des impulsions ultra-courtes (2 GHz de bande) générées à une fréquence de répétition de 3,2 MHz exploitant une puissance d'émission crête de 30 dBm. L'information supplémentaire fournie par la mesure d'AOA permet de diminuer l'erreur de la position calculée par la TOA. Toutefois, la mesure de l'AOA est basée sur la distance et non pas sur la phase.

Cette combinaison AOA/TDOA procure une précision de l'ordre de 10 cm dans plus de 95 % des cas, malgré une fréquence d'échantillonnage moyenne (10 Gech/s).

Dans [18] l'auteur propose l'utilisation de la technique AOA dans un environnement intra-bâtiment (indoor). Ainsi, en utilisant un signal sinusoïdal dans la bande 900-1000 MHz, il obtient une précision angulaire de plus ou moins 10° sur une portée de 21 m dans un environnement en visibilité directe de la source (Line Of Sight - LOS).

Dans [19], une comparaison de la technique TDOA et une fusion de TDOA/AOA ont été effectuées dans le cadre de la localisation de téléphones mobiles. Dans cette étude, la mesure de l'AOA est obtenue en utilisant des antennes « intelligentes ». Pour la mesure de TDOA, deux algorithmes ont été utilisés et comparés : la série de Taylor et l'algorithme Least Square (LS). Cette étude montre que la fusion TDOA/AOA permet d'avoir de meilleures performances que la TDOA seule. Par ailleurs, l'algorithme basé sur les séries de Taylor s'avère largement plus performant que celui basé sur LS.

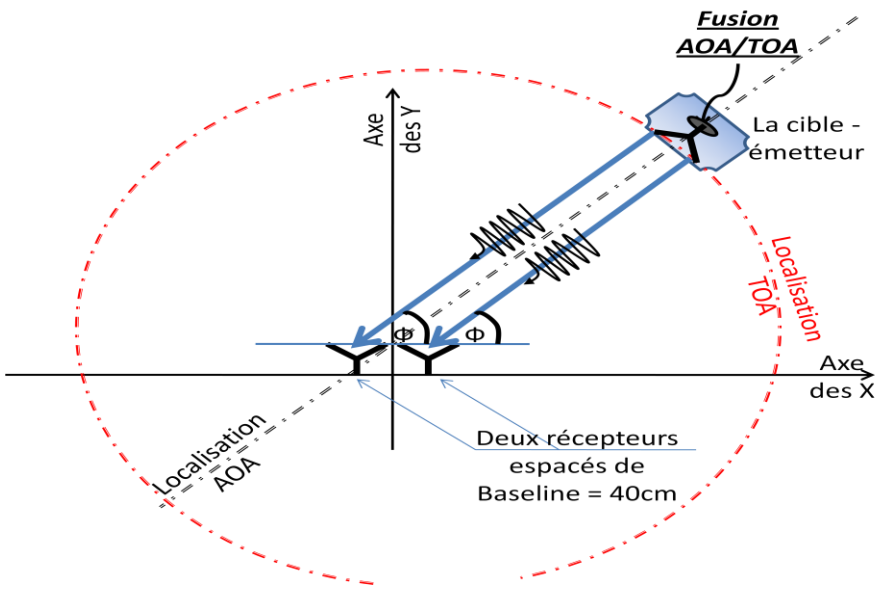


Figure I.5 : Système couplé TOA AOA.

En [20], les auteurs ont montré l'efficacité de l'augmentation du nombre d'antennes quelle que soit la technique de localisation utilisée, notamment l'AOA. Son avantage est primordial surtout dans un milieu sans visibilité directe de la source (Non Line Of Sight – NLOS) et avec un faible rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio – SNR).

Une comparaison est menée en [21] entre les techniques RSS et TOA pour la localisation en milieu confiné. Elle se fonde sur des mesures ULB. L'efficacité de la TOA en ULB et de la RSS en bande étroite y est démontrée.

Après examen des systèmes de localisation existants, nous remarquons que la majorité des systèmes identifiés fonctionnent dans un environnement indoor, et que les applications outdoor utilisent actuellement, en général, une localisation par signaux satellitaires. Dans notre projet de recherche, la précision de localisation relative demandée est décimétrique ; une technique satellitaire temps réel exploitant les codes diffusés ne permet pas d'atteindre ce niveau de performance. Dans le cadre de notre système de localisation relative précise des véhicules routiers, nous serons donc enclins à adopter une technique spécifique qui s'inspire des techniques précédentes développées en milieu confiné.

Dans la partie suivante, nous nous focalisons un peu plus sur ces systèmes de localisation exploités dans le domaine des transports. Nous retrouverons deux classes de dispositifs très largement exploités actuellement : par signaux satellitaires pour la localisation absolue et par technique radar embarquée pour la localisation relative.

VI.2. SYSTEME DE LOCALISATION A COUVERTURE GEOGRAPHIQUE LARGE

L'utilisation des ondes radio comme aide à la navigation est historiquement associée à la découverte des antennes directionnelles et de la radiogoniométrie associée. Les radiophares ont ainsi commencé à aider les navires en atlantique nord avant leur usage en aviation.

Une évolution majeure a été obtenue avec les premiers systèmes hyperboliques, le LoRan (Location and Ranging) et le Decca sont apparus vers 1940-1945. Ils fonctionnent en ondes kilométriques, ces signaux suivent la rotondité de la Terre et permettent une couverture large, à grande portée. Les systèmes hyperboliques déterminent la position en mesurant la différence de temps de propagation entre deux émetteurs (au minimum), le lieu des points de différence égale est représenté par une hyperbole sur la carte.

Reprenant cette idée de couverture large, voire totale de la planète par un service de radiolocalisation, mais cette fois avec une précision plus importante, l'émergence d'un système de localisation fondé sur l'utilisation de signaux issus d'une constellation de satellites s'est imposée dés le début des années 1970 (premiers satellites TRANSIT). Elle est devenue opérationnelle en 1994 ave une première constellation de satellites GPS de première génération. Le principe de localisation mis en place est similaire à celui des techniques terrestres, à savoir la triangulation.

Les techniques précédemment évoquées ont abouti à une précision plus ou moins importante, avec la plus grande couverture possible grâce aux systèmes dits GNSS (Global Navigation Satellite System). Cependant les performances de ces systèmes de localisation à couverture très large, quasi mondiale, sont en termes de précision de l'ordre de la dizaine de mètres dans 95 % des cas, en environnement dégagé. Certaines zones, typiquement les zones urbaines denses restent mal couvertes par ce type de service de localisation.

Parmi les systèmes de navigation satellitaires existants ou en développement nous citerons :

- GPS pour les États-Unis (opérationnelle).
- GLONASS pour la Russie (partiellement opérationnelle).
- GALILEO pour l'Europe (en cours de développement, mise en service prévue pour 2013).
- BEIDOU pour la Chine (en cours de développement).

Dans certaines régions du monde, outre ces constellations de satellites de localisation, des systèmes dits « d'overlay » augmentent régionalement les performances de ces systèmes. Ils vérifient, grâce à des équipements sol et installés sur des satellites géostationnaires le bon fonctionnement des satellites de ces constellations et fournissent aux récepteur des éphémérides optimisées par liaison radio ou fixe. Ces systèmes d'overlay permettent la mise en œuvre d'applications plus exigeantes en termes de

sécurité telles que requises notamment pour l'aviation civile, lors de certaines phases de vol. Nous citerons :

- WAAS, pour les États-Unis (zone de service appelée CONUS), complémentant le GPS
- EGNOS, opérationnel pour l'Europe (zone de service appelée ECAC), complétant les GPS & GLONASS.
- MSAS en cours de test par le Japon.
- GAGAN en cours de développement par l'Inde.

Bien que de nos jours le GPS soit largement utilisé dans des applications outdoor personnelles et commerciales, il est reconnu que celui-ci ne présente pas, seul, des performances satisfaisantes en zones urbaines denses où peu de satellites s'avèrent visibles simultanément dans une zone d'espace restreint, la plus souvent située au zénith.

Rappelons que la localisation par satellites fournit une « localisation absolue » dans un référentiel connu tel le World Geodetic System de 1984 (WGS 84) pour le système GPS. Ceci représente une différence majeure avec les systèmes de localisation par radar qui effectuent une mesure de « localisation relative », la position de la cible étant identifiée par rapport à celle du radar. Le radar fixe ou mobile pouvant lui-même être positionné en absolu par un autre procédé.

VI.3. SYSTEME DE LOCALISATION PAR RADAR POUR LES TRANSPORTS TERRESTRES

Le principe du radar est basé sur la propagation puis sur la réflexion/diffraction d'une onde électromagnétique sur une cible. La réflexion de cette onde sur la cible permet de détecter sa présence, d'en identifier certaines caractéristiques et de déduire vitesse et distance radiale de celle-ci. Les premières applications concrètes du radar datent d'avant la seconde guerre mondiale. Cette technique est maintenant couramment utilisée dans un grand nombre d'applications jusqu'à présent principalement militaires ou civiles « professionnelles ». Elle nécessite des signaux de fréquences élevées mis en œuvre par des technologies traditionnellement onéreuses.

Cependant, les récents progrès des composants électroniques, en termes de rapidité d'intégration et de coût, permettent maintenant des applications radar intégrés à des produits civils de grande diffusion tels que les automobiles. Ces progrès concernent en particulier les composants RF dans les bandes de fréquences millimétriques, les systèmes de numérisation rapide à grande dynamique et les processeurs de traitement de signal. Parmi les différentes applications automobiles mettant en œuvre des radars, nous en citerons uniquement deux complémentaires :

La régulation d'allure intelligente sur route (Adaptative Cruise Control - ACC); et son équivalent en zone urbaine et basse vitesse (Stop and Go).

VI.3.i. FONCTION « REGULATION D'ALLURE INTELLIGENTE »

Cette fonction est probablement la plus répandue actuellement et équipe de série des véhicule de haut de gamme. Elle est disponible en option pour des véhicules de moyenne gamme. En calculant constamment la distance de sécurité par rapport au véhicule précédent et en imposant au véhicule courant une consigne de vitesse adaptée, la fonction ACC épargne au conducteur la nécessité d'alterner les actions entre les pédales de freins et d'accélération lors de conduite sur autoroutes. Ceci permet également d'assurer le maintien d'une distance de sécurité entre les véhicules. Les radars utilisés fonctionnent exclusivement dans la bande 76 à 77 GHz [22, 23] et emploient les procédés suivants :

- Pulse Doppler, avec une antenne à 3 faisceaux (radar ADC) ;
- FM/CW (Frequency Modulated / Continous Wave) avec une antenne à balayage (radar DELPHI) ;
- FM/CW avec une antenne à 3 faisceaux simultanés (radar BOSCH) ;
- FSK avec une forme d'onde monopulse.

Ces radars ont une portée de détection maximum de près de 200 mètres pour les voitures et sont opérationnels dans une gamme de vitesses relatives comprises entre 0 et 180 km /h.

VI.3.ii. FONCTION « STOP AND GO »

La fonction « Stop and Go» constitue une extension de l'ACC dans le but de faciliter la tâche du conducteur lors de phases de circulation en ville. En comparaison avec l'ACC, bien que les vitesses moyennes y soient beaucoup plus réduites, l'environnement routier s'avère beaucoup plus complexe, en particulier étant donnée la présence des cyclistes, des piétons et des véhicules sur la voie. Un radar équipant un équipement « Stop and Go » embarqué permet d'assurer les fonctions suivantes :

- Détection d'objets statiques jusqu'à 30 m de portée ;
- Capacité de mesurer la distance radiale avec une précision décimétrique ;
- Une couverture large de zone angulaire à l'avant du véhicule ;
- Des modulations analogues à celles utilisées pour la fonction ACC sont applicables pour la fonction « Stop and Go ».

Ces applications utilisent des capteurs à courte portée (SRR). En Europe, la décision d'allocation temporaire de la bande 24 GHz pour les radars SRR a été approuvée en janvier 2005. Suite à cette décision, la bande de 24.05 à 24.25 GHz pour la porteuse et de 24,15 GHz +/- 2.5 GHz pour la partie ultra large bande est réservée pour cette usage jusqu'au 30 juin 2013. Afin de limiter les perturbations

vers d'autres services exploitant cette bande de fréquences (radioastronomie…), le déploiement de ces systèmes ne peut cependant s'effectuer qu'en première monte et, sur au plus 5 % des véhicules mis en circulation en Europe. Après cette date et, cette fois sans restriction de déploiement, les véhicules devront être équipés d'un système de détection fonctionnant dans la bande de 77 à 81 GHz.

En se fondant sur les normes existantes applicables au SRR ainsi que sur l'état de l'art de la technologie millimétrique à 79 GHz, le chapitre II se propose d'analyser de manière plus détaillée ces capteurs SRR. Toutefois, avant de clore ce chapitre introductif et puisque nous venons d'obtenir que nous disposerons d'une bande passante de 4 GHz pour effectuer cette localisation relative précise, nous rappellerons quelques éléments propres à l'utilisation de la technologie radio ultra large bande (ULB).

VII. LA TECHNIQUE RADIO ULTRA LARGE BANDE ET LA LOCALISATION

Les limitations majeures d'une technique radio dans un environnement de transport terrestre sont liées à la nature complexe et variable du canal de propagation avec notamment des multi-trajets parfois intenses. Aux fréquences visées par l'application, les limitations de la technologie millimétrique (bruit de phase des oscillateurs, facteur de bruit des récepteurs, puissance RF disponible…) constituent d'autres aspects contraignants. La technologie radio ULB semble être à même de surmonter certains de ces problèmes tout en présentant certains avantages face aux technologies à bande étroite voire large bande.

La technologie radio ULB a été développée au milieu des années 80. Il s'agit d'une technologie à étalement de spectre et à émission/réception directe du signal sans utilisation de fréquence porteuse [22, 25].

En bande de base, le principe de cette technique se fonde sur l'émission d'impulsions très courtes (quelques nanosecondes) avec une très faible puissance. Cette technique peut être vue comme une limite ultime des techniques d'étalement de spectre. La densité spectrale de puissance rayonnée donc est extrêmement faible de sorte que les autres systèmes (notamment ceux en bande étroite) les perçoivent tel un bruit de fond. Cela peut permettre une réutilisation assez massive des bandes de fréquences allouées (augmentation de la capacité spécifique ou de l'efficacité spectrale globales) dans un contexte de « pollution radioélectrique » maitrisée.

Plus récemment des travaux ont été menés concernant une transposition de ces signaux en gamme millimétrique. La haute résolution de localisation potentielle offerte par cette technique s'avère déterminante dans notre étude et notre approche sera fondée sur cette technique.

VIII. CONCLUSION DU CHAPITRE I

Dans ce chapitre, les différentes techniques de radiolocalisation ont été rappelées. Des systèmes de localisation connexes à celui envisagé par notre travail ont été décrits. Les performances en termes de précision ont été rappelées.

Par ailleurs, bien que les techniques fondamentales de localisation : AOA, TOA, TDOA, et RSS puissent être appliquées à tous types de signaux radio à large bande ou à bande étroite, certaines techniques de positionnement sont plus favorisées par les systèmes ULB. Grâce à la haute résolution temporelle de signaux ULB, on peut imaginer a priori que les techniques de localisation à base de mesure de temps fourniront de meilleurs résultats. Nous tenterons de valider et de quantifier ce résultat dans les chapitres suivants de notre mémoire en commençant par le chapitre II consacré cette fois spécifiquement aux radars ULB à courte portée pour applications automobiles.

IX. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

[1] Communication de la Commission au Conseil et au Parlement européen, du 15 septembre 2003, intitulée: "Technologies de l'information et des communications pour les véhicules sûrs et intelligents" sous le numéro COM(2003) 542, 2003.

[2] Décision de la Commission du 8 juillet 2004 relative à l'harmonisation du spectre de fréquences dans la bande des 79 GHz en vue de l'utilisation de systèmes radar à courte portée pour automobile dans la Communauté [notifiée sous le numéro C(2004) 2591], 2004.

[3] Appel d'offre Programme RNRT 2006 lancé par le Groupement d'Intérêt Public Agence Nationale de la Recherche (GIP ANR).

[4] M. Aatique, "Evaluation of TDOA Technique for Position Location in CDMA System" , Master's Thesis at Virginia Polytechnic Institute and State University, September 1997.

[5] J. Caffery, Jr., "Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems" , Boston, MA: Kluwer, 2000.

[6] Alba, P. Z., V. Josep, and D. H. Brooks, "Closed form solution for positioning based on angle of arrival measurements" Proc. IEEE Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun. Conf., Vol. 14, pp. 1522–1526, 2002.

[7] R. Roy, T. Kailath, "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques" , IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 37, no. 7, pp. 984-995, July 1989.

[8] R. O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation" , IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. Ap-34, No.3. pp. 276-280, March 1986.

[9] Y. Asano, S. Ohshima, T. Harada, M. Ogawa, K. Nishikawa, "Proposal of Millimeter-Wave Holographic Radar with Antenna Switching" , IEEE MTT-S Digest, pp. 1111-1114, 2001.

[10] Patwari, N., A. O. Hero III, M. Perkins, N. S. Correal, and R J. O. Dea, "Relative location estimation in wireless sensor networks" IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 51, pp. 2137–2148, Aug. 2003.

[11] Y. Qi and H. Kobayashi, "On relation among time delay and signal strength based geolocation methods", in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM'03), San Francisco, CA, vol. 7, pp. 4079–4083, Dec. 2003.

[12] Wang, X., Z. X. Wang, and B. O. Dea, "A TOA-based location algorithm reducing the errors due to Non-Line-of-Sight (NLOS) propagation", IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 52, pp. 112–116, Jan. 2003.

[13] C.H. Knapp, G.C. Carter, .The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay, *IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing,* vol. ASSP-24, no. 4, pp. 320-327, August 1976.

[14] Chan, Y. T. and K. C. Ho, "A simple and efficient estimator for hyperbolic location", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 42, pp. 1905–1915, Aug. 1994.

[15] K. Muthukrishnan, M. Lijding, P. Havinga, "Towards Smart Surroundings: Enabling Techniques and Technologies for Localization", First International Workshop on Location- and Context-Awareness, LoCA, pp. 350-362, 2005.

[16] J. Hightower, G. Borriello, "Location Systems for Ubiquitous Computing", Computer 2001, v.34 n.8, pp. 57-66, 2001.

[17] S. Galler, W. Gerok, J. Schroeder, K. Kyamakya, T. Kaiser, "Combined AOA/TOA UWB localization", International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT, pp. 1049-1053, 2007.

[18] M. Curry, B. Koala, M. Ciccotosto, Y. Kuga, "Indoor Angle of Arrival Using Wide-band Frequency Diversity With Experimental Results and Em Propagation Modeling", pp. 65-68.

[19] L. Cong, W. Zhuang, "Hybrid TDOA/AOA Mobile User Location for Wideband CDMA Cellular Systems", IEEE Transactions on Wireless Comunications, Vol. 1, No. 3, pp. 439-447, July 2002.

[20] T. G. Pratt, M. L. Wheeler, "Array Processing in UWB Localization", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 167-171, 2003.

[21] A. Hatami, K. Pahlavan, "Performance Comparison of RSS and TOA Indoor Geolocation Based on UWB Measurement of Channel Characteristics", 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC, pp. 1-6, 2006.

[22] http://www.radarnet.org

[23] M. Walden, "An European Low cost MMIC based MW radar module for automotive applications" .

[24] A. Ridolfi, M. Z. Win, "Ultrawide Bandwith Signals as shot-noise: a Unifying Approach.", IEEE J. Select. Areas Commun., 2006.

[25] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", IEEE Commun. Lett., 2(2), pp. 36-38, February 1998.

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART ET SPECIFICATIONS DU CAPTEUR DE LOCALISATION

I. INTRODUCTION DU CHAPITRE II

Ainsi que rappelé précédemment, les missions à remplir par les systèmes de radar embarqués sur l'automobile sont essentiellement la mesure de la distance et de la vitesse d'approche d'un obstacle afin de pouvoir informer le conducteur du risque de collision ou de gérer éventuellement les dispositifs de freinage ou de sécurité de type «airbag» .

Une fonction de localisation précise des obstacles se trouvant à proximité est également importante pour ces capteurs. Rappelons que cette fonction sera le sujet particulier traité dans ce mémoire de thèse.

Un objectif de communication entre véhicules ou entre véhicules et infrastructure par utilisation secondaire de ces capteurs radar est également inclus.

Les principaux éléments constitutifs d'un système radar ou d'un système de communication possèdent de nombreuses similitudes. Dans les deux cas, il s'agit de générer, de rayonner, de recevoir et de traiter des signaux [1].

Il existe plusieurs familles de systèmes radar dont les radars à impulsions et les radars à ondes entretenues FM/CW. Cette dernière technique est couramment utilisée grâce à sa simplicité et à la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance. Cependant, son fonctionnement est soumis à certaines contraintes (détection multi-cibles...) [2].

Ce second chapitre vise à établir certaines spécifications du capteur de localisation qui pourront être utilisées afin de mettre en œuvre le modèle de simulation présenté à partir du chapitre III. La première partie est consacrée à une présentation des radars automobiles. Nous rappellerons en particulier les spécifications en vigueur pour ces dispositifs. Nous montrerons ensuite comment le projet ANR-VELO s'insère dans cet environnement technique, réglementaire et scientifique. Nous conclurons ce chapitre par une synthèse effectuant un rappel des spécifications techniques qui nous serons utiles afin de pouvoir évaluer, par simulation puis, expérimentalement les performances en localisation de ces nouveaux capteurs.

II. EMERGENCE DE CES CAPTEURS

Les premières expérimentations de radars automobiles remontent aux années 50. Depuis les années 70 de nombreux industriels et laboratoires ont travaillé dans ce domaine en expérimentant des systèmes à des fréquences de plus en plus élevées : 17 GHz, 24 GHz, 35 GHz, 49 GHz et actuellement 60 GHz et 77 GHz [3 - 4].

Au cours de cette période, un savoir-faire riche a été acquis dans le domaine des micro-ondes et millimétriques ainsi qu'en traitement du signal radar. Ils ont été accompagnés par les progrès remarquables des semi-conducteurs (notamment en technologie AsGa / MMICs) ainsi qu'en puissance de calcul disponible sur les microcontrôleurs ou les unités de traitement numérique du signal. La liste des fonctionnalités transport supportés par ces capteurs radar s'est accrue et nous pouvons citer les suivantes parmi les plus connues :

- Stop & go.
- Déclenchement d'airbags avant en vue d'un choc avant inévitable.
- Aide au parking.
- Détection d'obstacles dans les angles morts de visibilité optique du conducteur.
- Prévention des collisions arrière.
- Aide au changement de voie.
- Pré-tension des ceintures de sécurité en cas de choc arrière…

Certains radars peuvent accomplir une ou plusieurs fonctions parmi celles citées au dessus, selon la technique de mesure appliquée, leurs caractéristiques et surtout le type de traitement mis en œuvre.

Un des paramètres importants à prendre en compte reste cependant le coût de revient du système, qui doit répondre aux exigences des constructeurs automobiles. Un ordre de grandeur de prix de la centaine d'euros pour un radar à longue portée et d'environ deux cents euros pour un radar à courte portée semble, en 2010, l'objectif à atteindre pour ces marchés de masse de plusieurs millions d'exemplaires.

III. QUELQUES REPERES TEMPORELS

Dès 1993, l'opérateur de transport routier Greyhound a installé plus de 1600 systèmes radar fonctionnant à 24 GHz dans les lignes de bus donnant lieu à une réduction du nombre d'accidents de 21 % par rapport à l'année précédente.

Le contrôleur d'allure intelligent (Autonomous Cruise control - ACC) a été commercialisé pour la première fois au Japon en 1995. Une technologie de type lidar était utilisée, cependant que les industries européennes et américaines travaillaient essentiellement sur une technologie radar.

En 1999, Mercedes a intégré le "Distronic" dans ses véhicules de classe S, dispositif fondé sur un système radar à longue portée fonctionnant à 77 GHz. D'autres compagnies ont suivi tels que BMW (série 7), Jaguar (XKR, XK6), Cadillac (STS, XLR), Audi A8, et VW Phaéton.

Depuis, cet équipement monté sur les véhicules de plus haut de gamme a pénétré d'autres segments du marché. L'ACC est devenu disponible sur les Mercedes E, CL, CLK, Classe SL, BMW série 5 et 6, Audi A6, Nissan (Cima, Primera), Toyota (Harrier, Celsior), Lexus (LS, GS), et Honda (Accord, Inspire, Odyssey).

Plus récemment, l'ACC est devenu une option sur la série 3 de BMW et la VW Passat en 2005.

Pendant que les constructeurs automobiles européens se concentraient sur les systèmes ACC, leurs homologues japonais Honda et Toyota mettaient également en place, dès 2003, une assistance au freinage ou amplification de freinage afin d'atténuer les vitesses d'impact lors des collisions. Ce dispositif exploite également les informations issues du radar à longue portée à 77 GHz.

Nous avons regroupé dans le tableau II.1 suivant quelques réalisations de radars disponibles issus de la bibliographie [4]. Quelques systèmes radar automobiles plus récents seront détaillés plus en détail par la suite.

Ainsi que nous venons de le rappeler, les radars automobiles se différencient par les fonctions qu'ils assurent. On peut cependant aussi les classer selon plusieurs critères : la fréquence de travail, la portée, la technique de mesure, la forme d'onde, la technologie mise en œuvre, la consommation, le coût, le volume, etc. …Quant à la portée, nous pouvons classer les radars en courte portée (Short Range Radar - SRR) et longue portée (Long Range Radar - LRR). Nous verrons ultérieurement que plusieurs paramètres radiofréquences de ces radars s'avèrent communs. Une différence importante réside toutefois dans les diagrammes de rayonnement des antennes mises en jeu. Dans le cas de l'antenne du LRR, un angle d'ouverture très limité est requis pour viser essentiellement la largeur de voie de circulation requise à longue portée (150 m). Des systèmes de balayage mécanique, électronique, par commutation, ou enfin par traitement des signaux multi-sources ont ainsi du être mis en place, avec des contraintes implicites de fiabilité, d'intégralité, et de coût. Dans le cas du radar SRR, cette contrainte de balayage peut être parfois complètement occultée (cas des radars à large champ de vue de 30 à 180° typiquement, en particulier pour les radars latéraux). Par contre, on la retrouve en présence d'une exigence de gain supérieure à 13 dBi, qui impliquera nécessairement soit un balayage, soit une commutation entre sources spatialement distribuées, soit de la recombinaison par traitement.

Année	*Constructeurs*	*Caractéristiques*	*Constructeurs*	*Caractéristiques*
1988	Philips	94 GHz FM/CW		
1990	Univ. de Lille	94 GHz quasi-optical	SMA	38.5 GHz, impulsionnel non cohérent
1991	Philips	77 GHz FM/CW Low cost hybrid		
1992	GEC – Plessey semiconductors	77 GHz FM/CW quasi optical	TUM	61 GHz Codage PN
	Fujitsu	60 GHz FM/CW	TEMIC/DASA	77 GHz/MMIC Impulsionnel cohérent
	TRW	94 GHz FM/CW Chip MMIC	LUCAS Ltd.	77 GHz FMCW hybrid
1993	Millitech	76 GHz Impulsionnel/FMCW	Greyhound	24 GHz
1994	Celsius Tech	77 GHz FMCW hybrid	HINO Motors	60 GHz FMCW NRD – Guide
	HIT	77 GHz / FMCW MMIC	Philips	77 GHz Scan de fréquence
1995	Raytheon	77 GHz / FMCW MMIC	VORAD	47/77 GHz Modulation FSK
	Thomson CSF	77 GHz / FMCW MMIC	HE Microwave	77 GHz FMCW
1996	Furukawa Electric	77 GHz codage PN et SS (spread spectrum)	Fujitsu/ Fujitsu – Ten	77 GHz FMCW
1999	Mercedes	77 GHz / ACC	Univ. de Ulm [28]	77 GHz FMCW
2004	EADS [29]	77 GHz / FMCW / huit canaux		
2005	Bosch	77 GHz / LRR		

Tableau II.1 : Récapitulatif de quelques générations de radars automobiles.

Les tableaux II.2 et II.3 résument les caractéristiques (dimensions - type de dispositif - portée - type de balayage - type de détection) des principaux radars LRR et SRR que l'on peut trouver aujourd'hui sur le marché ou dans les publications résultant de projets de recherche.

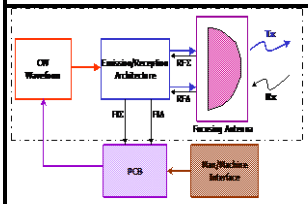
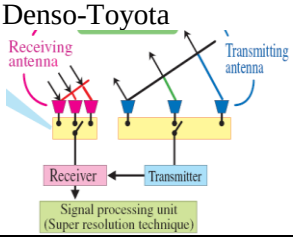
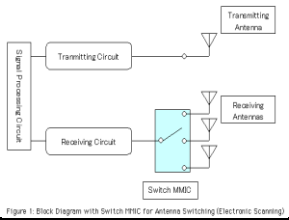
Radar LRR - ACC	Dimensions (mm)	EHF Dispositif	Fréquence	Portée (m)	Balayage	Détection
 Autocruise		MMIC GaAs (99)	76-77 GHz	80 à 150	Commutation ou mono pulse d'amplitude	FMCW-FSK
Denso-Toyota 	77x101x53	MMIC	77 GHz	2-150	Phased Array	FM-CW
Conti-Temic ADC	136x133x68	Diodes GUNN	77 GHz	1-150	Beam conversion	FM Pulse
Fujitsu Ten [5]	89x107x86	MMIC Processus : P-HEMT whit InGaP/InGaAs	76-77 GHz	4-120	Mechanical Scan	FM-CW
Hitachi [6]	80x108x-64	MMIC GaAs-based P-HEMT	76 GHz	1-127	mono pulse	2freq-CW
Mitsubishi Electric 		MMIC GaAs-pHEMT	76,5 GHz	1-120	Électronique Scanning	FM-Pulse

Tableau II.2 : Radars LRR.

Nous remarquons que la majorité des LRR exploitent la technique FM/CW dont nous rappellerons le fonctionnement par la suite. Ils opèrent en gamme millimétrique. Dans cette liste, le projet « Radarnet » [7], [8], utilise des chipsets basés sur la technologie AsGa MMIC exploitant également cette technique de type radar FM/CW opérant dans la bande 76 à 77 GHz. Un réseau de radars multifonctionnels est réalisé se basant sur des capteurs courte portée et longue portée synchronisés efficacement afin d'accomplir les tâches de sécurité et de confort : anticollision, pré-alerte crash, fonctionnalité de stop & go, et aide au stationnement.

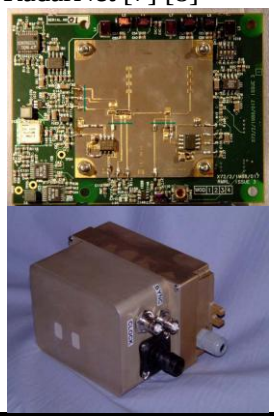
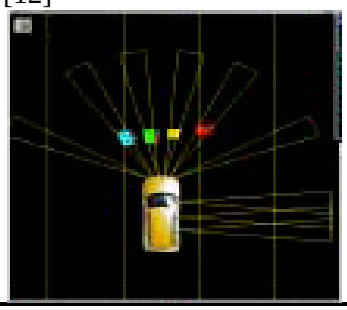
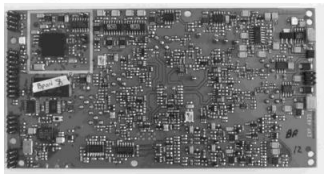
Radar SRR / projets	Fonctions assurées	Fréquence	Caractéristiques
RadarNet [7] [8] 		77 GHz	FM/CW
projet Kokon [9] [10]		24 GHz	Technologie SiGe
Tyco Electronics [11] 	Multi-fonctions	24 GHz	Technologie MMIC et ASIC coût de fabrication faible
Radar SRR collaboration entre « s.m.s smart microwave sensors GmbH » et « Volkswagen AG » [12] 	Parking/Reversing aids Blind spot detection ACC assist Pre-Crash	24 GHz	Capteurs radars distribuées autour du véhicule La technologie DSP est utilisée pour les algorithmes de fusion de données Temps de traitement 10 ms 140 x 90 x 35mm Résolution : 20cm sur 3,5m
Cambridge Consultant Ltd [13]  		5,8 GHz	Faible cout < 100 $ Précision de 15 cm environ. Combinaison détection vidéo et détection radar Temps de traitement élevé (~ 50 à 100 ms).

Tableau II.3 : Radars SRR.

Un niveau de performance élevé est obtenu grâce à l'application de plusieurs techniques sophistiquées de latération ainsi que d'algorithmes de fusion de données multi capteurs. Le temps de rafraichissement des informations est de 2 ms. Quatre capteurs front-end connectés et synchronisés sont installés sur le pare-choc avant et utilisés pour l'application courte portée limitée à 30 m. Un cinquième radar est localisé au centre pour la fonction d'ACC nécessitant une longue portée (100 m). La figure II.1 représente cette implémentation de capteurs sur le véhicule.

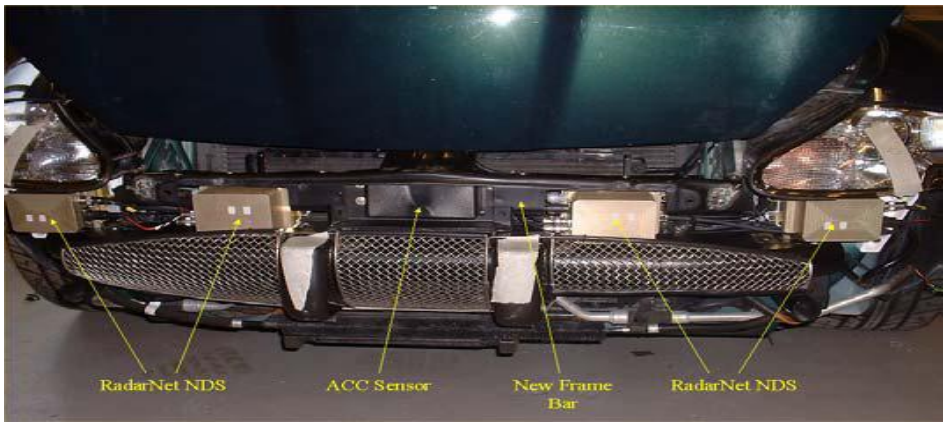


Figure II.1 : SRRs et LRR coopératifs – Source projet Radarnet.

Les résultats d'expérimentations publiés indiquent :

- Une précision de localisation de 30 cm pour une cible fixe.
- Une erreur de précision angulaire de 10% par radar.
- Les cibles de faible surfaces équivalentes radar sont détectées jusqu'à une limite de 16 m maximum.

IV. LE GROUPEMENT SARA

En 2002, plus de 30 constructeurs et fournisseurs automobiles européens ont fondé le « Short range Automotive Radar frequency Allocation consortium (SARA) ».

SARA a pour objectif principal de soutenir la réglementation pour l'industrie automobile UWB radar dans la bande des 24 GHz en Europe. En raison des fortes objections de l'industrie des télécommunications et des institutions d'observation terrestre, beaucoup d'efforts ont été consacrés à trouver un compromis pour autoriser les systèmes radar ULB pour l'automobile. Le 17 janvier 2005, la Commission Européenne (CE) a décidé d'allouer la gamme des 21,65 à 26,65 GHz pour les radars à courte portée ULB. La commercialisation de ces systèmes a été autorisée à partir de juillet 2005 et jusque juin 2013, date limite d'emploi de cette bande de fréquences. Le taux de commercialisation est cependant limité à 7% de toutes les voitures nouvellement immatriculées dans chaque pays de la

communauté européenne. Les cartes grises des véhicules mentionnent la présence de cet équipement qui n'est autorisé uniquement qu'en première monte. Ce délai de huit ans a été alloué pour satisfaire le marché naissant de ces capteurs et autoriser son développement. Avec le taux de pénétration de 7 % autorisé, il a été estimé que l'utilisation de cette bande de fréquences pour cette application ne nuirait pas à d'autres utilisateurs commerciaux, scientifiques ou militaires y opérant.

L'allocation de fréquences à long terme pour ces systèmes radar à courte portée se situe dans la bande de fréquence 77-81 GHz où tous les nouveaux équipements devront fonctionner à partir de mi 2013. Cette disposition est cohérente avec l'attribution de la bande de fréquence 76-77 GHz attribuée pour les radars à longue portée [14], [15].

Il importe donc actuellement de concevoir de nouveaux capteurs fonctionnant dans cette gamme de fréquences avec la technologie adéquate.

V. FONCTIONS ASSUREES PAR LE CAPTEUR VELO

Depuis cette date du 17 janvier 2005, peu d'initiatives industrielles ont vu le jour en Europe afin de développer des capteurs de type radar à courte portée fonctionnant dans cette gamme de fréquence. Le projet ANR-RNRT : « Communication Inter Véhicules et Localisation Relative Précise (VéLo) à 79 GHz » s'attache à pallier cette lacune en développant un prototype de capteur SRR implémenté dans une technologie silicium HBT de FT équivalente à 250 GHz.

L'objectif général du projet est de construire un capteur radar à capacité de communication permettant, à terme, par adjonction de plusieurs capteurs de même type de créer une ceinture de sécurité immatérielle à 360 degrés autour du véhicule. Cette barrière s'avèrerait ainsi apte à détecter et à localiser précisément tout objet dans l'environnement immédiat du véhicule.

Cette « ceinture de sécurité » permet de détecter les obstacles environnants dans différents scénarios de conduite automobile. La figure II.2, issue de la norme ETSI relative aux radars automobiles à courte portée précise ce concept [16].

Piloté par ST Microelectronics, une partie importante du projet est dédiée à la réalisation du capteur millimétrique mené grâce à l'expérience et aux technologies des laboratoires de la plateforme millimétrique du CNRS (IEMN Lille, LAAS Toulouse, IMS Bordeaux et Labsticc Brest), du CEA LETI et à la fonderie de STMicroelectronics.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre de ce projet. Nous nous concentrons sur la partie bande de base du système doté toutefois d'une bande passante de plusieurs GHz. Dans cette thèse, nous nous intéressons exclusivement au traitement de signaux radars effectués à bord d'un véhicule afin

d'effectuer une localisation relative précise des objets situés dans le champ de couverture de son (ou de ses) faisceau(x) radar.

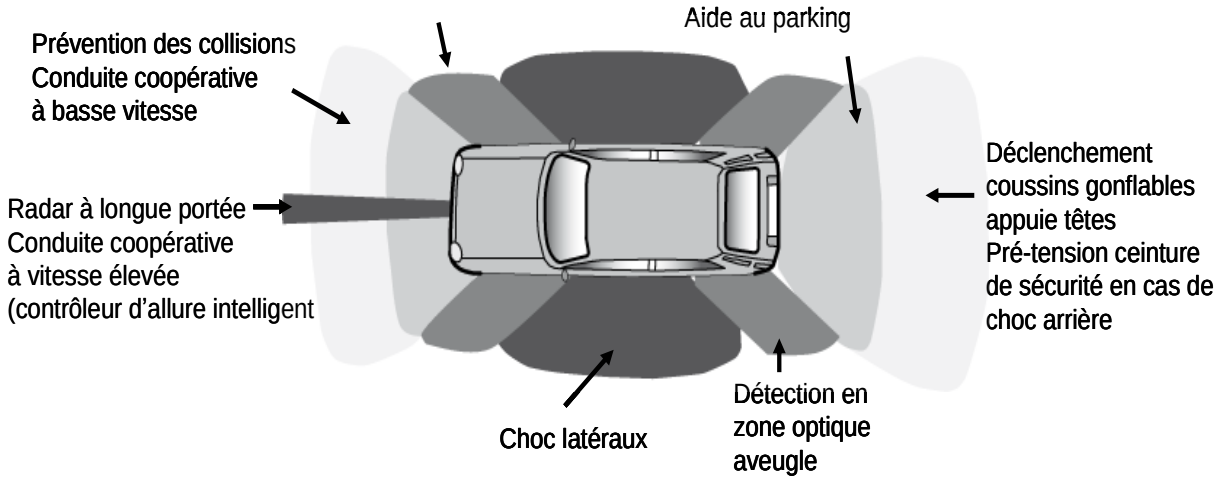


Figure II.2 : Ceinture de sécurité virtuelle à 360° par association de SRR (source ETSI).

Ces signaux doivent également donner la possibilité de réaliser une communication dans la même bande de fréquence tout en utilisant les mêmes capteurs, avec les autres systèmes VELO dans un environnement de véhicules coopératifs pour certains d'entre eux.

Un point difficile ou verrou scientifique pour la phase de localisation concerne plus particulièrement la résolution en distance exigée qui est de quelques centimètres (< 10 cm). Quant à la phase de communication, elle doit être accomplie sans nuire à la phase de détection/localisation, entre plusieurs véhicules équipés du système VeLo. Ces performances doivent être obtenues quelles que soient les dispositions relatives du radar et des cibles ou encore les caractéristiques du canal de propagation en gamme millimétrique sous incidence rasante au-dessus de la chaussée. Un temps de traitement nécessairement court s'avère également important. Chaque véhicule sera donc équipé d'un ou de plusieurs capteurs « VeLo » permettant d'accomplir les fonctions de détection et de localisation de cibles/objets environnants ainsi que de communication avec les autres véhicules équipés du même système dans une bande de fréquence de 79 GHz avec des exigences spécificatrices élevées (10 cm de précision, multiutilisateurs), tout ceci explique la particularité d'un tel système.

VI. SPECIFICATIONS ETSI

Extraits des documents de normalisation ETSI en vigueur, nous avons figé tableau II.4 quelques paramètres techniques relatifs à un capteur élémentaire que nous serons amenés à utiliser ou dont nous

tenterons d'approcher les performances lorsqu'elles se situeront au-delà de l'état de l'art technologique.

On observe sur ce tableau II.4 qu'avec la technologie disponible actuellement, certains paramètres seront difficiles à atteindre actuellement tels que la puissance maximale autorisée (moyenne ou crête) mais que la large bande passante autorisée (4 GHz) nous aidera à obtenir une haute précision de localisation. Enfin, les diagrammes de rayonnement très larges requis rendront probablement nécessaires un dispositif de balayage du faisceau radar.

Nous avons également indiqué les paramètres associés au LRR sur ce tableau II.4 qui s'avèrent pour certains assez proches rendant peut être possible, à terme, la réalisation d'un capteur unique commun SRR/LRR à capacité de communication.

	Radar SRR	**Radar LRR**
Fonctionnement radar à longue portée	/	FM/CW
Bande de fréquence	77 GHz to 81 GHz	76 GHz to 77 GHz
DSP moyenne PIRE @ 79 GHz	< -15 dBm/MHz à -3 dBm/MHz	
Puissance moyenne	18 dBm à 30 dBm	50 dBm en FMCW 23,5 dBm en pulsé
Puissance PIRE crête @ 79 GHz	46,2 dBm to 55 dBm	55 dBm
Puissance porteuse pure max PIRE pour la mesure du Doppler	23,5 dBm	
Fréquence de la porteuse pure pour mesure Doppler	Centrée sur 79 GHz, dans une bande de 500 MHz	
DSP hors bande allouée	-30 dBm/MHz (-90 dBm/Hz)	
Portée maximale utile	30 m	150 m
Diagramme de rayonnement antenne	Jusque 180 ° en horizontal Jusque 20 ° en vertical (sans pare-choc)	
Modulation UWB suggérée	Pulse modulation FHSS BPSK Pulsed FM/CW + combinaison hybride	
Atténuation au travers des pare-chocs utilisée pour définir les paramètres RF	0 dB à -12 dB (estimation non validée)	7 dB environ

Tableau II.4 : Récapitulation des paramètres normatifs applicables aux SRR et LRR.

VII. CHOIX DE LA TECHNIQUE RADAR

Après avoir rappelé quelques éléments liés à l'émergence des radars automobiles puis la règlementation européenne en vigueur, nous nous trouvons désormais face à une étape majeure nécessitant de choisir la technique radar la plus appropriée pour notre capteur.

VII.1. TECHNIQUES POSSIBLES

Le radar est un ensemble comportant un émetteur, une antenne, un récepteur et un dispositif de traitement du signal. Il utilise la propriété des ondes électromagnétiques de se réfléchir sur tout obstacle, créant ainsi une onde de retour susceptible d'être décelée par un récepteur adapté à ce signal. Il existe deux grandes familles de radars qui sont classés par le type de signal utilisé : les radars à impulsion ou IR, et les radars à ondes entretenues ou radars CW (Continuous Wave). [22]

VII.1.i. RADAR A IMPULSIONS :

Les radars à impulsions sont généralement des radars cohérents, ils utilisent une source stable à basse fréquence comme signal de référence. On utilise d'habitude une seule antenne pour l'émission et la réception. Cette configuration est dite monostatique. Un modulateur permet la transposition de fréquence des impulsions ou des formes d'onde. Un signal RF modulé émis à la fréquence centrale autorisée et de brève durée (de l'ordre de la nanoseconde) est produit par le module émetteur et ensuite transmis à l'antenne. Le retour du signal est dirigé vers le récepteur via un duplexeur, un circulateur par exemple. Les fonctions de limitation pour la protection du récepteur sont parfois intégrées dans le récepteur frontal en cas de besoin. L'émetteur du signal et n'importe quel type d'oscillateur local en réception doivent être à faible bruit de phase. Cette caractéristique est essentielle pour le bon fonctionnement du radar. En réalité, le bruit de phase joue un rôle vital pour déterminer les capacités du radar mais tout dépend de la portée, de la sensibilité, de la résolution. De plus, le bruit de phase limite le nombre d'intégrations cohérentes possible.

Le principe des radars IR est basé sur l'émission d'une suite d'impulsions électromagnétiques. Chaque impulsion de durée très brève se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière notée c.

Une partie de ce signal atteint la cible. Une partie de l'énergie atteignant la cible se trouve réfléchie sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis.

La mesure de la distance *d* se déduit à partir du retard entre l'émission de l'impulsion électromagnétique et sa réception à partir de la formule suivante :

$$d = c * \frac{\Delta t}{2} \qquad \text{(eq. II.1)}$$

La figure II.3 illustre schématiquement ce fonctionnement. Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale, c'est-à-dire, la plus grande distance mesurable et la résolution du radar, sont donc la durée τ des impulsions et la fréquence de répétition f_r.

Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il est nécessaire que l'écho en provenance de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise. Donc, le temps d'un aller-retour doit être inférieur à $1/f_r$, ce qui nous donne une distance maximale de détection égale à :

$$Dmax = \frac{c}{2fr} \qquad \text{(eq. II.2)}$$

La variation de distance que l'on peut apprécier s'exprime par :

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} \qquad \text{(eq. II.3)}$$

Pour une résolution de 5 cm, la durée d'impulsion nécessaire est, approximativement, égale à $\tau = 333\ ps$, soit une largeur de bande de 3 GHz ($B = 1/\tau$). On note cependant ici que ces impulsions très brèves ne porteront que peu d'énergie et que le rapport signal à bruit sera peu favorable.

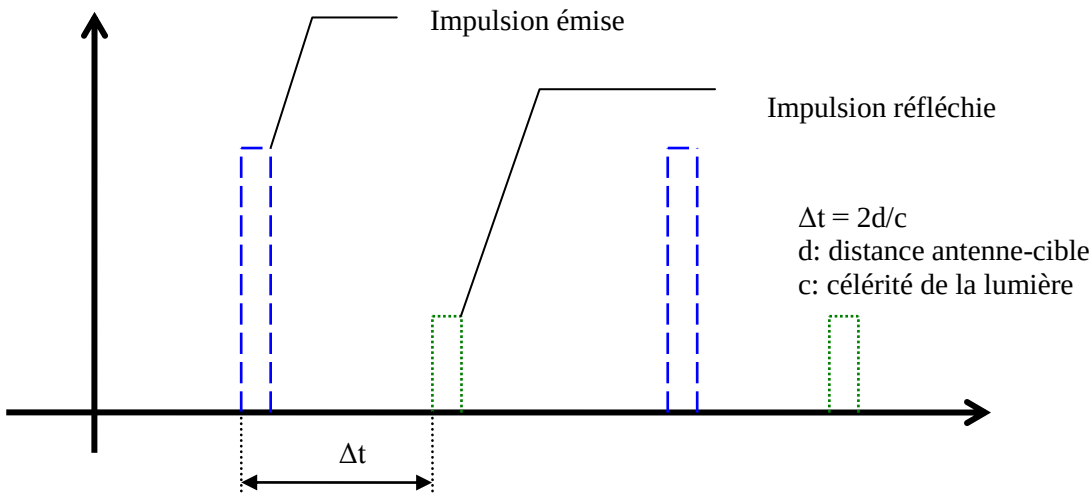


Figure II.3: Impulsions radar émises et reçues.

Afin de pallier cet inconvénient, on utilise habituellement une technique de radar à compression d'impulsions qui tend à conserver l'indépendance entre la durée τ et la bande occupée par le signal. Pour réaliser cette opération, on utilise des filtres adaptés à la forme d'onde qui déphasent

différemment les diverses fréquences du spectre du signal émis. Ces déphasages ont pour effet de déformer le signal émis, déformations qui augmentent artificiellement la durée de l'impulsion émise. On aboutit ainsi à un signal de durée d'émission supérieure et que l'on peut choisir indépendamment de la bande de fréquence. A la réception, l'utilisation d'un filtre dont la fonction de transfert est la conjuguée du filtre d'émission permet de retrouver la durée initiale du signal.

Une autre technique possible pour augmenter ce rapport signal à bruit consiste à réaliser une intégration cohérente d'impulsions qui impose cependant des contraintes, notamment en termes de stabilité de la source d'émission.

Les radars à impulsions sont très connus et très utilisés par exemple pour les besoins de surveillance de l'espace aérien. Dans cette utilisation, le compromis durée des impulsions / portée minimale de détection n'est pas contraignant.

Pour un SRR, les portées minimales requises sont très faibles (aide au stationnement, au créneau…), soit quelques dizaines de centimètres. Dans notre cas de figure, disposant d'une large bande de fréquence allouée nous utiliserons des impulsions sub-nanosecondes qui limiteront ce problème potentiel. Une intégration d'impulsions sera également employée pour pallier la faiblesse du rapport signal à bruit.

La mesure de la distance radiale n'est pas suffisante pour la localisation 2D des objets. Pour atteindre celle-ci, il est nécessaire d'effectuer une mesure angulaire en utilisant la directivité des antennes ou d'utiliser un réseau de capteurs.

VII.1.ii. RADARS A ONDES ENTRETENUES :

Les radars à ondes entretenues transmettent en permanence un signal dans la bande de fréquence allouée.

Les radars à fréquence fixe exploitent l'effet Doppler et permettent, de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, ce type de radar ne fournit pas d'information sur la distance relative de la cible par rapport à l'antenne d'émission.

Pour accéder à cette information, nous pouvons faire varier la fréquence de l'onde en fonction du temps, nous parlons dès lors de radars à ondes entretenues modulés en fréquence (FM/CW). Ils fournissent la vitesse relative de la cible par mesure de l'effet Doppler induit. La distance relative entre l'antenne et la cible est obtenue grâce à la modulation de fréquence du signal. Cette modulation introduit un décalage de la fréquence porteuse entre le signal au moment de son émission et le signal réfléchi par la cible à l'instant de sa réception. Cet écart en fréquence est donc proportionnel à la distance à la cible. Plusieurs formes de signal de modulation ont été employées telles qu'une modulation en dents de scie ou la modulation de fréquence sinusoïdale. La linéarité et la largeur de la

bande passante du balayage sont cruciales pour obtenir la précision et de la résolution requises du radar. Un radar FM/CW peut être configuré dans les deux cas mono ou bistatique. Le signal de l'oscillateur local dans ce type de radar est cependant généralement partagé avec celui de l'émetteur.

VII.1.iii. IMPLEMENTATIONS POSSIBLES DE RADARS FM/CW

Le radar le plus simple que nous puissions envisager consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu. Si la cible présente une vitesse par rapport au radar, le signal reçu présentera une fréquence différente de celle du signal émis à cause de l'effet Doppler. La fréquence de battement f_b des deux signaux sera proportionnelle à la vitesse selon l'équation II.4 suivante :

$$f_b = \frac{2 f_0 v_r}{c} \qquad \text{(eq. II.4)}$$

Equation où f_0 est la fréquence de l'oscillateur local, v_r est la vitesse relative et c est la vitesse de la lumière. Aux fréquences millimétriques, ce décalage Doppler devient important vis-à-vis des vitesses des cibles automobiles à détecter.

La fréquence Doppler est ainsi de plus de 5 kHz pour une vitesse relative de cible de 10 m/s à 79 GHz. Cette valeur est significative mais à mettre au regard du bruit de phase de la source.

Ce système radar CW ne fournit donc aucune information sur la distance, et son intérêt réside dans sa simplicité illustrée par la figure 4. Le décalage Doppler croit avec la fréquence.

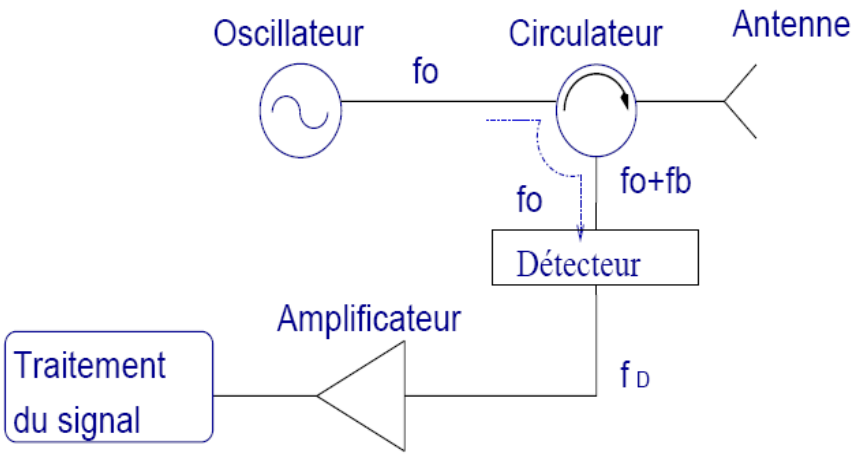


Figure II.4 : Schéma synoptique typique d'un radar CW.

Dans le cas du radar FM/CW, la fréquence transmise évolue en fonction du temps selon une loi connue et périodique. A partir de l'équation II.5 et de la figure II.5, si nous voulons détecter une cible immobile de position fixe placée à une distance *R*, nous obtiendrons un signal réfléchi après un temps

$T=2R/c$, que nous mélangerons avec le signal transmis, produisant une fréquence de battement f_b. Cette fréquence sera uniquement due à la distance à la cible, puisqu'il n'y aura pas de glissement Doppler, la cible étant immobile. f_b sera donnée par :

$$f_b = \Delta f T = \Delta f * \frac{2R}{c} \qquad \text{(eq. II.5)}$$

Expression où Δf est la variation de fréquence [23]. En haut de la figure II.5 sont représentées les fréquences instantanées à l'émission et la réception. En bas de cette figure, la fréquence de battement.

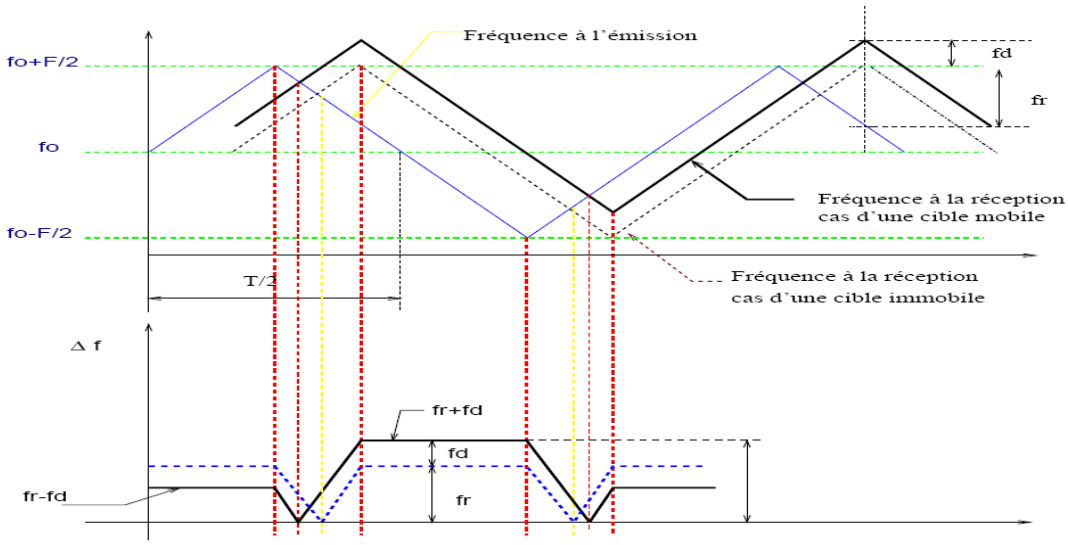


Figure II.5 : Modulation de fréquence en toit.

Le schéma du radar FM/CW est similaire à celui du radar CW sauf en ce qui concerne la modulation et le traitement en bande de base du signal fb. On note ici que si la cible est très proche et sa vitesse est élevée, la fréquence Doppler sera élevée et la différence de fréquence lié à la modulation sera faible, d'où un risque de séparation difficile des données vitesse et distance [24].

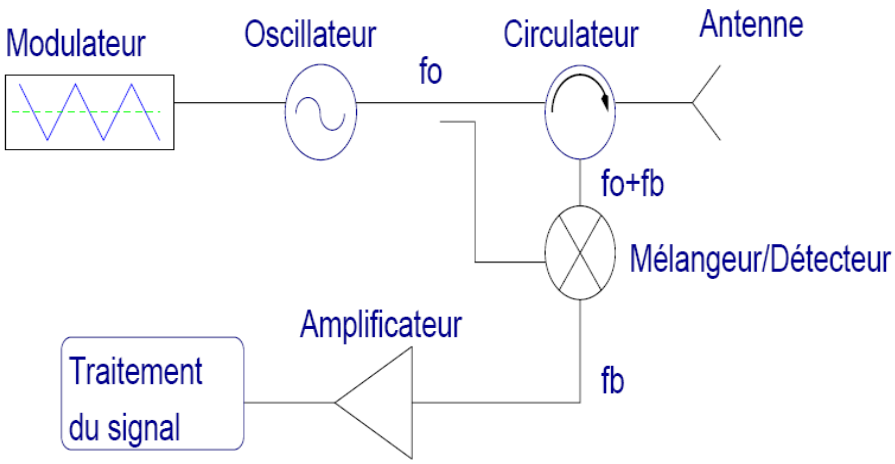


Figure II.6 : Schéma synoptique typique d'un radar FM/CW.

VII.1.iv. COMPARAISON DES DEUX SOLUTIONS

Afin de tenter d'arbitrer entre ces deux solutions, nous avons rappelé tableau II.6 quelques éléments qualitatifs de comparaison.

Fonctions / caractéristiques	Radars à impulsions	Radars FM-CW
Emission/Réception		Linéarité de la rampe de fréquence critique. Bande passante importante.
Traitement	Capacité de traitement liée à la fréquence d'échantillonnage.	Conversion directe de la fréquence en distance.
Détection	Zone aveugle à faible portée (dépend de la largeur d'impulsion).	Intégration longue pour obtenir un bon rapport S/N.
Mesure de distance	Une grande résolution nécessite des impulsions étroites. Nécessite des mesures de temps précises.	Bande d'excursion importante pour atteindre une grande résolution.
Mesure de vitesse	Mesure directe de vitesse pour les radars pulse Doppler.	L'analyse Doppler nécessite l'emploi de rampes de fréquence croissante et décroissante en fonction du temps.
Sensibilité aux interférences	Impulsion brève, faible énergie associée et sensibilité aux interférences.	Sensible aux interférences, du fait de la large bande et de l'onde entretenue.
Complexité du hardware	Plus complexe	Plus simple
Détection multi-cibles	Efficace si cibles suffisamment éloignées	Difficile
Identification de cibles	Possible	Difficile
Discrimination de la portée de la cible	Supérieure grâce à la largeur étroite des impulsions	Modérée
Isolation émetteur- récepteur	Intrinsèquement élevée	Modérée (20-25 dB) pour le radar mono-statique Elevée (>50 dB) dans une configuration bistatique

Tableau II.5 : Comparaison qualitative des deux techniques radar.

Nous en déduisons un nouveau tableau comparatif II.7 dans lequel nous indiquons les points forts et faibles de chaque technique au regard des différentes fonctions à assurer. Celui-ci nous guidera dans le choix de la technique appropriée.

	FM/CW (79 GHz)	Impulsionnel (79 GHz)
Détection	++	+
Localisation	-	++
Communication	-	++
Poursuite	+	-
Multi-cibles	+	++
Coût de fabrication	++	+
Immunité au bruit	++	-
Puissance	++	--

Tableau II.6 : Comparaison qualitative des deux techniques radar.

On note les nombreux avantages de la technique de radar à impulsions.

VII.2. ARCHITECTURE RETENUE PAR LE PROJET VELO

Courant 2007, différentes architectures fondées sur les deux techniques radar rappelées précédemment : à impulsions et FM/CW ont été discutées afin d'établir le meilleur compromis possible pour permettre de réaliser efficacement les différentes fonctions nécessaires. A l'issue de ces discussions internes prenant en compte les éléments du tableau II.6, l'architecture finale retenue pour le développement du capteur VELO est présentée figure II.7 :

On note qu'une technique à impulsions a été retenue et qu'un système de réception avec démodulation I/Q a été sélectionné.

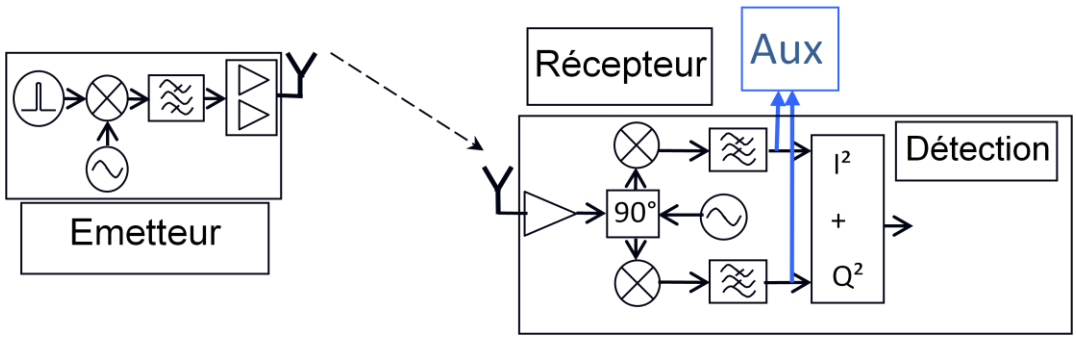


Figure II.7 : Architecture émetteur/récepteur 79 GHz.

Nous terminons ce chapitre de présentation du capteur en donnant quelques précisions supplémentaires quant aux trois fonctions : radar ; communication et localisation à assurer par ce capteur associées à cette architecture retenue.

VII.2.i. PERFORMANCES OPTIMALES D'UN CAPTEUR RADAR

Rappelons les performances optimales que l'on peut obtenir d'un récepteur utilisant l'architecture retenue. Ces résultats sont extraits de [25]. On reprendra les notions classiques de la fonction d'ambiguïté, du pouvoir séparateur et de la précision.

VII.2.i. a. LA FONCTION D'AMBIGUÏTE :

En présence de bruit thermique (BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien) seul, la qualité des mesures de distance et de décalage Doppler extraites des signaux radars reçus est essentiellement liée à la fonction d'ambiguïté du signal émis. Cette fonction permet de déterminer quel est le signal utile émis le plus adapté pour améliorer les spécifications du radar souhaitées (compromis entre la précision de la vitesse et de la distance de la cible détectée).

En effet tout récepteur radar réalise l'une des deux opérations suivantes eq. II.6, eq. II.7 :

$$\mu\,(\theta, F) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(t) * Z^{*}(t-\theta)\exp(-j2\pi Ft)\,dt \qquad \text{(eq. II.6)}$$

ou

$$v\,(\theta, F) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) * H^{*}(f-F)\exp(j2f\theta)\,df \qquad \text{(eq. II.7)}$$

La première expression est une corrélation, la seconde un filtrage adapté, θ et F sont les écarts en temps et fréquence entre la référence et le signal traité. Ces deux formulations sont équivalentes. On démontre en outre que μ(0,0) = ν(0,0) = 1 ; d'où la fonction d'ambiguïté donnée par l'équation II.8 suivante:

$$\begin{aligned} |A(\theta, F)| &= \frac{1}{E}\left|\int_{-\infty}^{\infty} Z(t) * Z^{*}(t-\theta)\exp(-j2\pi Ft)\,dt\right| \\ &= \left|\int_{-\infty}^{\infty} H(f) * H^{*}(f-F)\exp(j2\pi F\theta)\,df\right| \end{aligned} \qquad \text{(eq. II.8)}$$

avec :

- E : énergie du signal
- F : dérive en fréquence observée
- Z : signal de réception complexe (I/Q)
- H : spectre correspondant
- θ : retard observé

Cette fonction est représentative du comportement d'un filtre distance-vitesse obtenu soit par corrélation, soit par filtrage adapté, devant un signal décalé simultanément en temps de la valeur θ et en fréquence Doppler de la valeur F. elle restitue globalement la qualité du traitement.

VII.2.i. b. LE POUVOIR SEPARATEUR :

Le pouvoir séparateur est la distance minimale entre deux cibles ou objets se trouvant à la même distance du radar et pouvant être distingués l'un de l'autre. Compte tenu de l'existence même de la fonction d'ambiguïté, il ne peut y avoir de séparation des signaux quelle que soit leur dynamique relative. Cependant on admet, pour des cibles de surfaces équivalentes voisines, une limite théorique au pouvoir séparateur qui conduit aux relations suivantes :

Pouvoir séparateur en distance :

$$\delta\theta = \frac{1}{\Delta f} = \frac{|H(f)|^2 \max}{|H(f)|^2 \, df} \qquad \text{(eq. II.9)}$$

Pouvoir séparateur en fréquence Doppler :

$$\delta F = \frac{1}{\Delta T} = \frac{|Z(t)|^2 \max}{|Z(t)|^2 \, dt} \qquad \text{(eq. II.10)}$$

VII.2.i. c. LA PRECISION OPTIMALE DES MESURES :

La présence de bruit vient limiter la précision de localisation des cibles. Dans le cas théorique idéal, où l'on peut considérer que la mesure est faite en estimant la position du maximum de A(θ, F), on arrive aux résultats suivants :

Mesure de la distance :

$$\sigma(\theta) \approx \frac{1}{2{,}5\Delta f\sqrt{2E/b}} \qquad \text{(eq. II.11)}$$

Expression où Δf : est la bande passante du signal équivalent, E l'energie du signal et b la densité spectrale de bruit ($b = K T_B$).

Mesure de la vitesse :

$$\sigma(F) \approx \frac{1}{2{,}5\Delta T\sqrt{2E/b}} \qquad \text{(eq. II.12)}$$

Expression ou ΔT : est la durée du signal émis.

VII.2.ii. FONCTION RADAR

En utilisation standard, le capteur courte portée devra détecter une cible mobile située à la portée maximale de 30 m et de surface équivalente radar égale à 1 m².

En outre, la qualité de service attendue est la suivante :

- Probabilité de fausse alarme PFA = 10e-6
- Probabilité de détection PD = 90% ou 99%
- Temps de rafraichissement Traf = 30 ms
- Résolution en distance dmin= 5 cm
- La fréquence de répétition des impulsions est fixée 5 MHz.

En émission, des impulsions ultra-courtes en bande de base sont mélangées avec la source à 79 GHz pour que le signal se transpose à cette dernière fréquence. Elles sont ensuite filtrées par un filtre passe-bande, amplifiées par un ou plusieurs MPA (Medium Power Amplifier) pour être transmis dans le canal de propagation par l'antenne adaptée à la largeur de la bande et la fréquence centrale. Le signal transmis aboutit au récepteur qui démodule le signal en bande de base grâce à un démodulateur I/Q. l'accumulation de la somme de carrés de I/Q fournit l'amplitude du signal.

Après la détection, une phase de corrélation entre le signal émis et celui reçu est effectuée grâce à une synchronisation émetteur-récepteur. Ceci permet de déterminer la distance parcourue par le signal.

VII.2.iii. FONCTION COMMUNICATION

Via le capteur VELO, la communication inter-véhicules doit permettre de communiquer de façon bidirectionnelle avec d'autres véhicules dits coopératifs. Une communication inter-véhicules multiutilisateurs constituée de 10 à 15 véhicules en communication simultanée dans la même cellule de communication (peloton de véhicules) est considérée. Etant donné le bilan de liaison plus favorable en communication qu'en radar, la portée attendue de la communication est bien supérieure à la limite de porte de détection radar.

Trois types de données peuvent être échangés nécessitant un débit global utile estimé à 6-7 Mbps soit celui visé actuellement par les systèmes de communication véhicules-véhicules fonctionnant dans la gamme des 5,8 GHz [26 - 27] :

- des données concernant les positions absolues des véhicules en communication. Ces positions absolues sont issues à titre d'exemple de capteurs de localisation GNSS… qui, à terme, devraient équiper une très grande part du parc de véhicules européens. Les véhicules équipés pourront ainsi se localiser les uns par rapport aux autres, dans un référentiel unique, commun ;
- les différentes cartes d'environnement radars (radars courte et longue portée) calculées au niveau de capteur vélo installé sur chaque véhicule ;

- les cartes d'environnement vidéo telles que fournies depuis d'autre capteur de type caméra infrarouge ou visible ;
- des informations relatives à un certain nombre d'attributs (topologie des voies de circulation, glissance, vitesse limite…) et liées à l'état et à l'exploitation de la route.

Ces quatre niveaux d'échanges de données visent tous à permettre une anticipation de la tâche de conduite automobile par mutualisation de données et coopération entre véhicules proches.

En considérant l'architecture radar choisie, l'étude des différentes méthodes de transmission impulsionnelle a donc été prise en compte, notamment dans le cadre des accès multiples. Ces éléments sont repris dans l'annexe A : « Communication » à la fin de ce mémoire. Nous reprenons ici simplement la figure II.8 qui précise les différentes techniques de modulation envisagées.

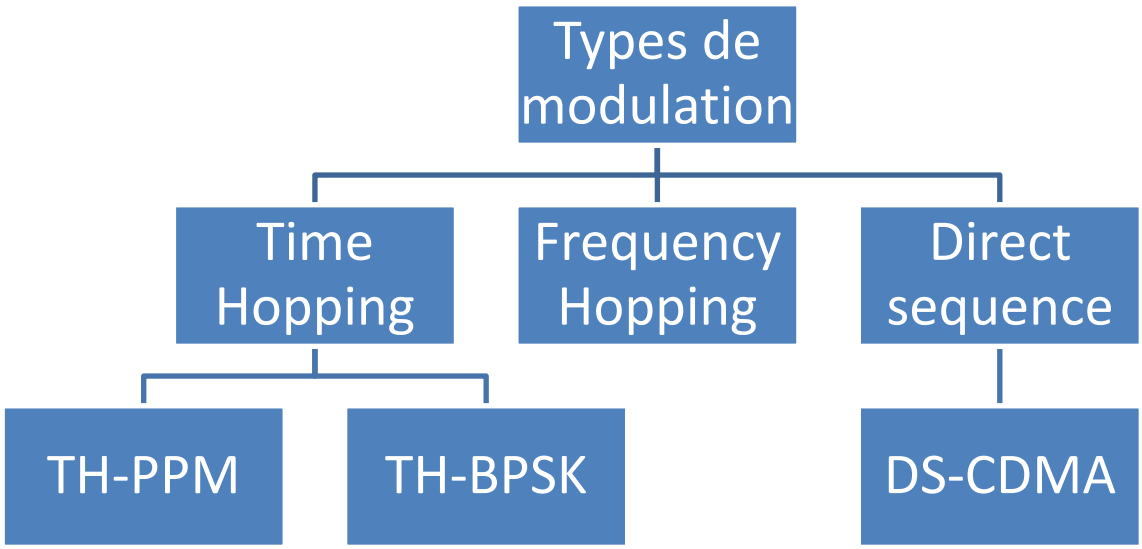


Figure II.8 : Arborescence des techniques de modulation impulsionnelles à accès multiples.

Rappelons pour conclure cette section communication que le document ETSI TR 102 400 v1.2.1 (2006-07) fournit également les bases techniques d'une communication inter-véhicules et véhicule-infrastructure en gamme millimétrique dans la gamme 63 – 64 GHz. L'évaluation du trafic précise que dans un scénario interurbain, jusque 100 émetteurs par sens et par km sont susceptibles d'être présents, jusqu'à 10 émetteurs par km sur une voie rurale et 1000 émetteurs par kilomètre carré en zone urbaine.

Bande de fréquences	Puissance	Rapport cyclique	Espacement entre canaux	Décision ERC	Notes
63 GHz à 64 GHz	Puissance moyenne PIRE = 40 dBm Puissance crête PIRE = 43 dBm Puissance crête transmise = 27 dBm	Pas de restriction	Pas d'espacement	ECC DEC(02)01	Véh.-véh. et véh.-infrastructure Sur toute période continue de 53 secondes Pour une largeur de bande transmise >100 MHz, réduite proportionnellement si <100 MHz

Tableau II.7 : Proposition de normalisation dans la bande 63-64 GHz.

Paramètre	Valeur	Notes
Puissance PIRE maximale	40 dBm	Puissance PIRE jugée adéquate pour toutes les applications envisagées de communication route véhicule, inter-véhicules.
Gain d'antenne associé	20 ± 5 dBi 10 ± 3 dBi	Nombreuses possibilités techniques – pas de contraintes spécifiées
Polarisation	Circulaire Linéaire	Polarisation circulaire potentiellement utile pour réduire les effets des multi-chemins. Polarisations linéaires orthogonales peuvent réduire les effets d' « éblouissement » entre véhicules qui se croisent…
Type de modulation	BPSK QPSK FSK DPSK M-ary QAM	Des modulations adaptatives peuvent être utilisées pour prendre en compte les différents scénarios transport. OFDM cité pour être bénéfique afin de réduire l'impact des multi-chemins.
Débit binaire par canal	Jusqu'à 120 Mbit/s par canal	Par conditions favorables, un canal de 25 MHz de bande peut porter jusqu'à 120 Mbits/s. Débit réduit si portée élevée.
Options canal (IF)	Jusqu'à 16 canaux	Jusqu'à 16 canaux de 25 MHz avec une bande de garde dans le GHz alloué / réduction des interférences entre utilisateurs.
Mode de communication	Full-duplex Commutation rapide Semi-duplex TDD	Dépend du service visé.

Tableau II.8 : Paramètres provisoires suggérés pour la communication.

Il apparait toutefois plus rationnel de faire porter la communication par notre capteur VELO multifonction à 79 GHz plutôt que d'ajouter un équipement spécifique supplémentaire à 63 GHz.

VII.2.iv. FONCTION LOCALISATION

L'architecture retenue par l'ensemble des partenaires du projet est donc celle d'un radar à impulsions brèves. Une large bande de fréquence (4 GHz) est allouée pour ces applications de radar à courte portée afin de tenter d'obtenir la meilleure localisation possible des cibles avec une précision visée de 10 cm. Ces éléments sont favorables à notre problématique particulière de modélisation et d'évaluation du système de localisation. Nous pouvons toutefois mettre en avant quelques contraintes :

- ✓ Sensibilité suffisante (bilan radar) à l'évaluation fine des temps de trajet
- ✓ Localisation effective dans la gamme de distances allant de quelques cm à 30 m, portée maximale du radar.
- ✓ Résolution entre cibles proches et distinctes (voiture-camion…).
- ✓ Possibilité d'estimation des paramètres des cibles (distance, vitesse, sens de déplacement…)
- ✓ Réjection des signaux non désirés (clutter, sol).

La suite de ce mémoire se concentre maintenant exclusivement sur cette dernière partie abordée relative à la localisation de cibles.

VIII. CONCLUSION DU CHAPITRE II

Après avoir effectué quelques rappels sur les radars, leurs utilisations dans les transports et la règlementation actuelle, ce chapitre nous a permis d'arrêter certains éléments de l'architecture du capteur développé dans le cadre du projet ANR-VELO. Dans le chapitre III, nous décrirons et dimensionnerons les paramètres de notre modèle de simulation permettant d'analyser et d'évaluer les performances en localisation de ce dispositif. Nous regarderons particulièrement les paramètres suivants :

- ✓ Dimension de la baseline (soit la distance séparant le capteur radar monostatique central et les capteurs latéraux utilisés uniquement en réception).
- ✓ Impact du nombre de capteurs (un central émetteur-récepteur et deux capteurs latéraux récepteur, en version minimale).

- ✓ Variation de la forme d'onde émise (le contenu spectral occupe jusqu'aux 4 GHz de bande allouée – durée d'impulsion 330 ps).
- ✓ Variation de la fréquence d'échantillonnage des signaux reçus.
- ✓ Variation du mode de détection cohérent/non-cohérent.
- ✓ Impact de la propagation en considérant un trajet unique.
- ✓ Impact de la propagation en considérant un canal avec réflexion sur la chaussée.
- ✓ Existence d'une seule cible.
- ✓ Existence de plusieurs cibles.
- ✓ Variation de la surface équivalente radar de la cible.

Le chapitre IV présentera ensuite les résultats obtenus avec ce modèle de simulation et les paramètres sélectionnés. Le chapitre V présentera quant à lui les bancs de mesure mis en œuvre ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

IX. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

[1] Celeste Biever, «Un mini-radar pourrait améliorer la sécurité routière», http://www.newscientist.com/article/dn4725-tiny-radar-could-make-driving-safer.html. New Scientist, 2004.

[2] Hakan Brunzell, "Detection of Shallowly Buried Objects Using Impulse Radar" IEEE transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 37, n°2, Mars, 1999.

[3] Martin Schneider, "Automotive Radar – Status and Trends", GeMiC, 2005.

[4] Meinel, H.H. "Automotive Radar and related Traffic Applications of Millimeter Waves", Symposium on Topical Milimeter Waves, Volume, Issue, 7-8 Jul pp. 151–154, 1997.

[5] I. Gresham, N. Jain, T. Budka, A. Alexanian, N. Kinayman, B. Ziegner, S. Brown, and P. Staecker, "A Compact Manufacturable 76–77-GHz Radar Module for Commercial ACC Applications ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Thechniques, Vol. 49, NO. 1, January 2001

[6] Kuroda, H.; Nakamura, M.; Takano, K.; Kondoh, H , "Fully-MMIC 76 GHz radar for ACC" , Intelligent Transportation Systems, pp. 299 – 304, 2000.

[7] Folster, F.; Rohling, H.; Lubbert, U., "An automotive radar network based on 77 GHz FMCW sensors", IEEE International Radar Conference, pp. 871 – 876, 2005.

[8] Mark Walden, Adrian Garrod, "A European Low Cost MMIC based Millimetre-Wave Radar Module for Automotive Applications", 33rd European Microwave Conference, Vol. 3, pp. 1195-1198, 2003.

[9] R. Schneider, H.-L. Bloecher, K. M. Strohm, "Automotive High Frequency Electronics – KOKON: Overview and Results", DaimlerChrysler, Germany, http://www.kokon-project.com.

[10] Strohm, K.M.; Bloecher, H.-L.; Schneider, R.; Wenger, J., "Development of future short range radar technology", European Radar Conference, pp. 165 – 168, 2005.

[11] Introducing Next Generation of 24 GHz Ultra Wide Band Radar Sensors 24 GHz Short-Range Radar Sensors for Driver-Assist Systems / http://www.tycoelectronics.com/automotive/.

[12] R. Mende and A. Zander, "A multifunctional automotive short range radar system", in Proc. German Radar Symp., Berlin, Germany, pp. 161–165. 2000.

[13] Hugh Burchett, "Affordable Collision Avoidance for Mass Market Vehicles" , http://www.iee-cambridge.org.uk/arc/seminar03/slides/HughBurchett.pdf. Seminar IEE Cartronics, 2003.

[14] ERC 70-03 / la décision ECC (02) 01.

[15] ETSI EN 301 091.

[16] ETSI TR 102 263 V1.1.2 (2004-02) System Reference Document for automotive collision warning Short Range Radar.

[22] Bassem R. Mahafza, radar system analysis and design using Malab, chapman and hall/CRC, 2005

[23] Graham M Brooker, "Understanding Millimetre Wave FMCW Radars", 1st International Conference on Sensing Technology, IEEE, New Zealand, pp. 152 – 157, 2005.

[24] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems", McGraw-Hill International, Singapore, 1981.

[25] J. Darricau "Radars : Concepts et fonctionnalités" - collection les techniques de l'ingenieur document e 6660 10 decembre 1996.

[26] Martine Ibambe Gatsinzi - Xavier Bunlon - François Jouvie - Thierry Letertre - Alain Azoulay, "Communications entre véhicules – Etude de l'intégration d'une antenne 5,8 GHz et d'une liaison Radio utilisant le standard IEEE 802.11a".

[27] Kago Y., Kasuga Y., Hirayana M., "5.8 GHz Electronic Toll Collection Systems Antennas", ITS'98 Congress, Seoul, October 1998.

[28] W. Menzel, D. Pilz, R. Leberer, "A 77 GHz FM/CW radar front-end with a low profile low-loss printed antenna", IEEE MTT, 47 (12), pp. 2237 – 2241, 1999.

[29] W. Mayer, M. Meilchen, W. Grabherr, P. Nuchter, R. Guhl, "Eight-channel 77-GHz front-end module with high performance synthesized signal generator for FM-CW sensor applications", IEEE MTT, 52 (3), pp. 993 – 1000, March 2004.

CHAPITRE III : PARAMETRES DE SIMULATION ET CANAL DE PROPAGATION

I. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude des différents paramètres et caractéristiques des signaux de localisation qui sont utilisés dans les algorithmes de localisation considérés dans le cadre de cette étude. Les différents paramètres sont traités indépendamment avant ensuite d'être regroupés dans un modèle de simulation mis on œuvre et exploité au chapitre suivant.

I.1. LA FORME D'ONDE

Nous nous intéressons aux formes d'ondes impulsionnelles ultra-courtes en bande millimétrique. La conception de la forme de l'impulsion est importante dans les systèmes ULB parce qu'elle est reliée directement au spectre d'émission. Ce dernier est contrôlé par certaines réglementations (par ex. FCC, ETSI, ANFR) pour limiter les interférences possibles avec d'autres systèmes existants fonctionnant dans la même bande ou dans les bandes voisines. Il existe plusieurs formes d'onde utilisables dans les systèmes ULB. Elles vont différer par la forme, la densité spectrale de puissance et la technique de génération.

Les impulsions elles-mêmes possèdent plusieurs paramètres, on peut citer [1] :

- L'amplitude maximale : « A »
- La largeur ou durée de l'impulsion : « τ »
- La densité spectrale de la puissance : « DSP »

Notre travail s'est focalisé sur deux grandes familles de formes d'onde et de leurs dérivées : la forme d'onde gaussienne et la forme d'onde Hermitienne. Dans le corps de ce mémoire nous considérons la forme d'onde gaussienne. La forme d'onde hermitienne est reportée en annexe B : « Formes d'onde ».

La Forme d'onde Gaussienne et ses dérivées

L'impulsion gaussienne est une impulsion largement utilisée dans les systèmes ULB (figure III.1). Son équation mathématique peut s'exprimer de la façon suivante :

$$G0(t) = A\exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \quad \text{(eq. III.1)}$$

Sa dérivée seconde ou la gaussienne second ordre est la plus répandue dans la littérature relative à l'ULB [2], ceci est dû à la simplicité de modélisation mathématique et à la technique de génération.

La dérivée gaussienne d'ordre n est définie comme la nième dérivative d'une impulsion gaussienne basique et s'exprime par l'équation III.2 suivante :

$$G_n(t) = A\frac{d^n}{dt^n}\left(exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right)\right) \quad \text{(eq. III.2)}$$

Où A est l'amplitude, τ représente la largeur d'impulsion et n représente l'ordre. Mise à part la simplicité de l'équation mathématique, l'avantage de ce type d'impulsion est que nous disposons de deux degrés de liberté : les valeurs n et τ, ce qui permet de conditionner le spectre. Notons que n correspond au « shift » *(décalage)* de la fréquence centrale du spectre [3].

Nous décrivons ci-dessous ces différentes formes d'ondes avec leurs équations tout en normalisant l'amplitude A=1 :

Gaussienne simple

$$G0(t) = \exp\left(-2\pi\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad \text{(eq. III .3)}$$

Première dérivée de la gaussienne (monocycle)

$$G1(t) = G0(t)' = -\frac{4\pi t}{\tau^2}\exp\left(-2\pi\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad \text{(eq. III.4)}$$

Seconde dérivée de la gaussienne

$$G2(t) = G1(t)' = \left(\frac{16\pi^2 t^2}{\tau^4} - \frac{4\pi}{\tau^2}\right)\exp\left(-2\pi\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad \text{(eq. III.5)}$$

Troisième dérivée de la gaussienne

$$G3(t) = G2(t)' = \left(\frac{48\pi^2 t}{\tau^4} - \frac{64\pi^3 t^3}{\tau^6}\right)\exp\left(-2\pi\frac{t^2}{\tau^2}\right) \quad \text{(eq. III.6)}$$

Nous considérons successivement l'impulsion gaussienne, la monocycle et la dérivée seconde dans le tableau III.1 ci-dessous.

Type d'impulsion	Largeurs d'impulsion	Bande correspondante
G0: Gaussienne simple en bande de base	330 ps	3 GHz
G1: première dérivée de la gaussienne en bande de base	330 ps	3 GHz
G2: dérivée seconde de la gaussienne en bande de base	330 ps	3 GHz

Tableau III.1 : Paramètres de l'impulsion gaussienne et ses deux dérivées.

Les formes d'onde de ces impulsions en bande de base sont représentées sur la figure III.1. Les DSP correspondantes apparaissent figure III.2.

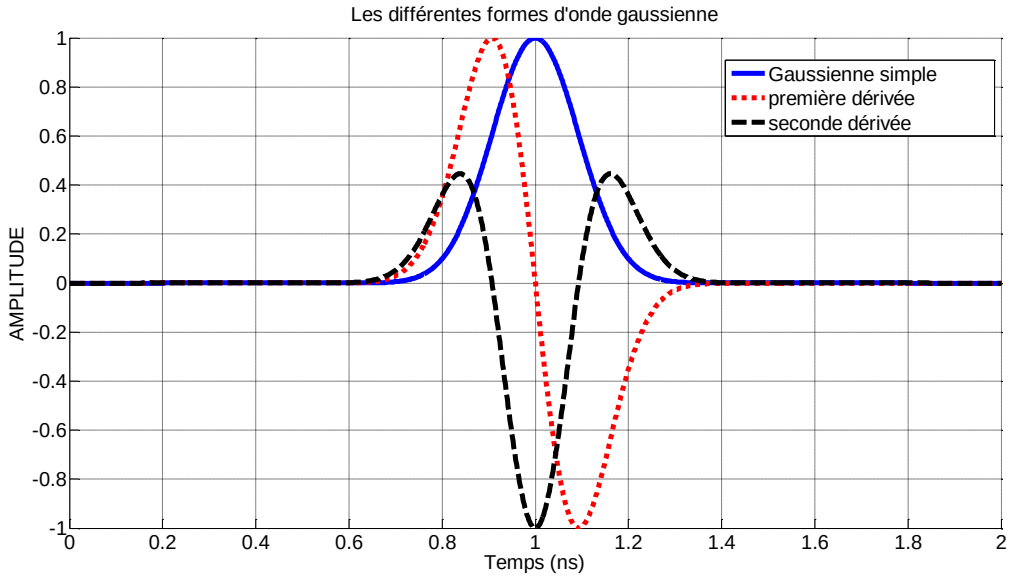


Figure III.1 : les différentes formes d'onde gaussiennes en bande de base.

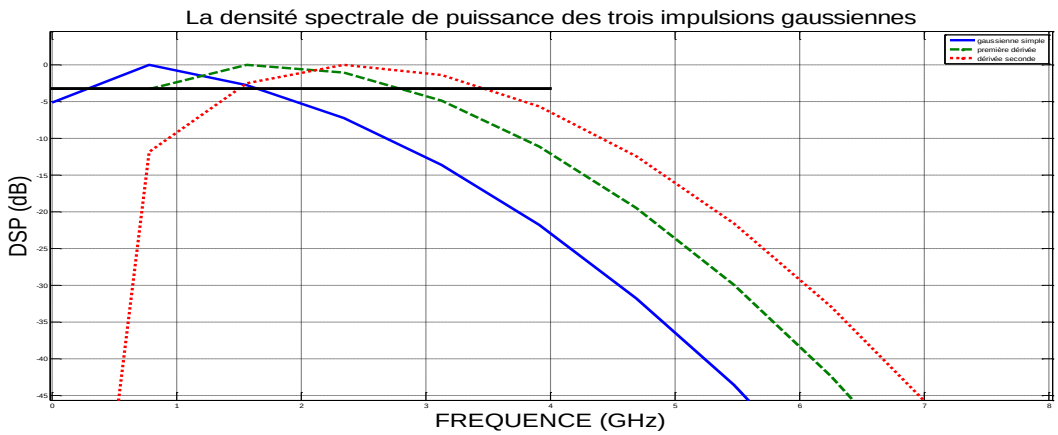


Figure III.2 : Densité spectrale de puissance des formes d'onde gaussiennes.

La variation du degré n introduit un décalage dans le spectre, ce qui donne la possibilité de gérer ce dernier. La même opération est reproduite, mais cette fois, sur les figures III.3 et III.4, le signal en bande de base est transposé en gamme en millimétrique, à 79 GHz.

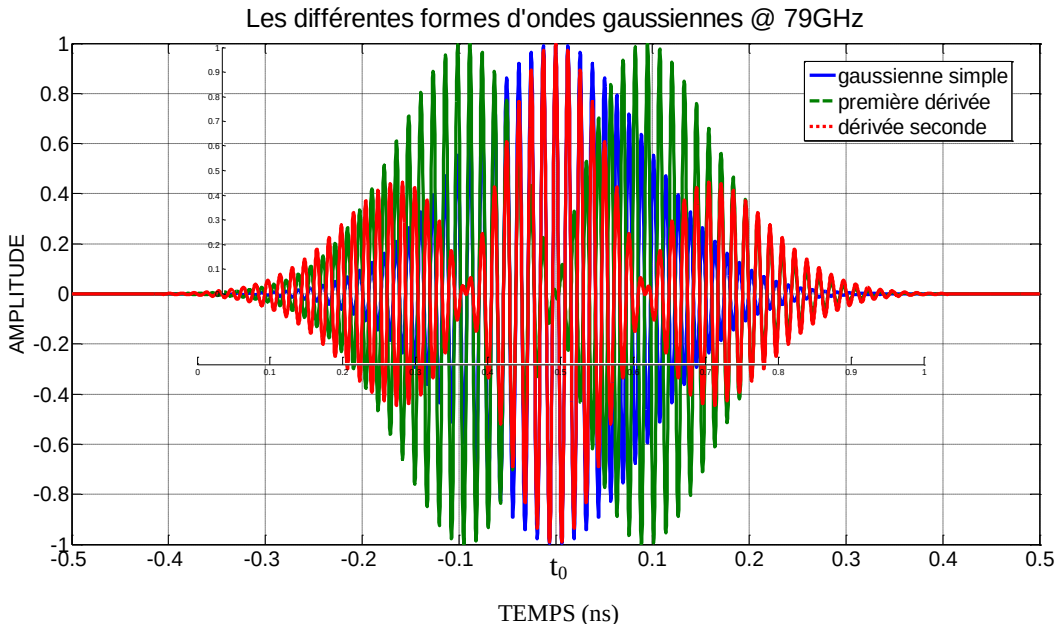


Figure III.3 : Formes d'ondes gaussiennes transposées à 79 GHz.

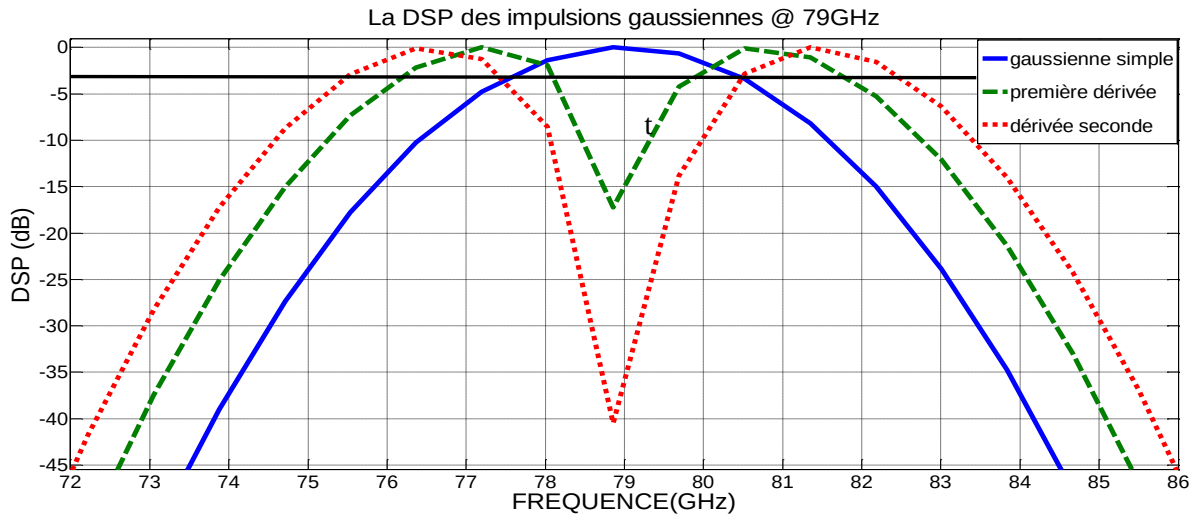


Figure III.4 : DSP des formes d'onde gaussiennes transposées à 79 GHz.

Si l'on observe les formes d'onde de la figure III.3, la gaussienne simple et la dérivée seconde semblent proches. Cependant, ces signaux diffèrent largement de par leur spectre présentés figure

III.4. Les dérivées première et seconde possèdent, quant à elles, pratiquement le même DSP avec un léger décalage en amplitude.

I.2. FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

L'utilisation d'impulsions ULB de durée ultra-courte, impose une fréquence d'échantillonnage au moins en accord avec le critère de Nyquist. La condition de Nyquist [13] dans le cas d'un signal arbitraire est d'avoir une fréquence d'échantillonnage au moins double de la largeur de bande du signal. Par exemple, une impulsion de 330 ps de largeur impose une fréquence minimale d'échantillonnage de 6 GHz.

L'échantillonnage est défini par une fréquence qui correspond au « pas d'échantillonnage ». Plus le pas est faible, meilleure sera la résolution et la représentation du signal détecté.

L'échantillonnage correspond mathématiquement au produit du signal d'entrée par un peigne de Dirac [14]:

$$xe(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{x(t)} \cdot \delta(\mathrm{t} - \mathrm{n} \cdot \mathrm{Te}) \qquad \text{(eq. III.7)}$$

La fréquence d'échantillonnage d'un signal correspond à :

$$F_{ech} = \frac{1}{T_s} = \frac{N_s}{T_p} \qquad \text{(eq. III.8)}$$

Où « T_s » est le pas d'échantillonnage et « N_s » le nombre d'échantillons dans la durée T_p du signal. Un des moyens pour visualiser l'influence de la fréquence d'échantillonnage sur un signal est de comparer la reproduction du même signal avec des F_{ech} différentes en partant de la limite basse de Nyquist.

Le simple respect du critère de Nyquist semble ici très insuffisant pour notre application de localisation qui nécessite de mesurer des instants précis d'arrivée des signaux [15].

Posons x(t) un signal à valeurs réelles et à bande limitée de bande passante B, ce signal peut être entièrement reconstruit à partir de ses échantillons si l'intervalle de temps entre échantillons ne dépasse pas 1/(2B) (Nyquist). La figure suivante (figure III.5) illustre le concept d'échantillonnage.

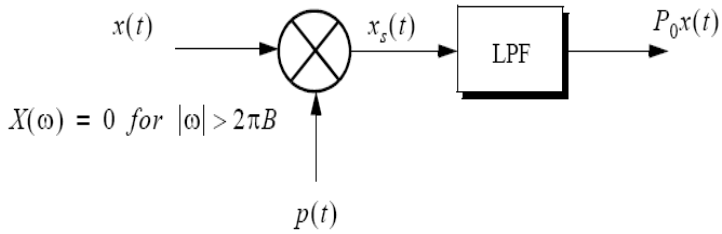


Figure III.5 : Concept d'échantillonnage

Le signal d'échantillonnage p(t) est périodique de période T_s, qui est appelée l'intervalle d'échantillonnage ou en anglais « Time sampling ». Le développement en série de Fourier de p(t) donnera :

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n e^{\frac{j2\pi nt}{T_s}} \qquad \text{(eq. III.9)}$$

Le signal échantillonné $X_s(t)$ est alors donné par :

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) P_n e^{\frac{j2\pi nt}{T_s}} \qquad \text{(eq. III.10)}$$

En prenant la transformée de Fourrier de l'équation III.10 précédente, nous avons :

$$X_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n X\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_s}\right) = P_0 X(\omega) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} P_n X\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_s}\right) \qquad \text{(eq. III.11)}$$

Où X(ω) est la TF de x(t). Pour cela nous concluons que la densité spectrale $X_s(\omega)$ se compose de répliques de X(ω) espacées de $2\omega/T_s$ à l'échelle des coefficients de la série de Fourier.

Un filtre passe-bas (LPF = Low Pass Filter) de largeur égale à la bande passante peut ensuite être utilisé pour récupérer le signal d'origine x(t).

Afin d'illustrer ceci, prenons figure II.6 l'exemple d'un signal (impulsion gaussienne) reconstruit à l'aide de différentes fréquences d'échantillonnage :

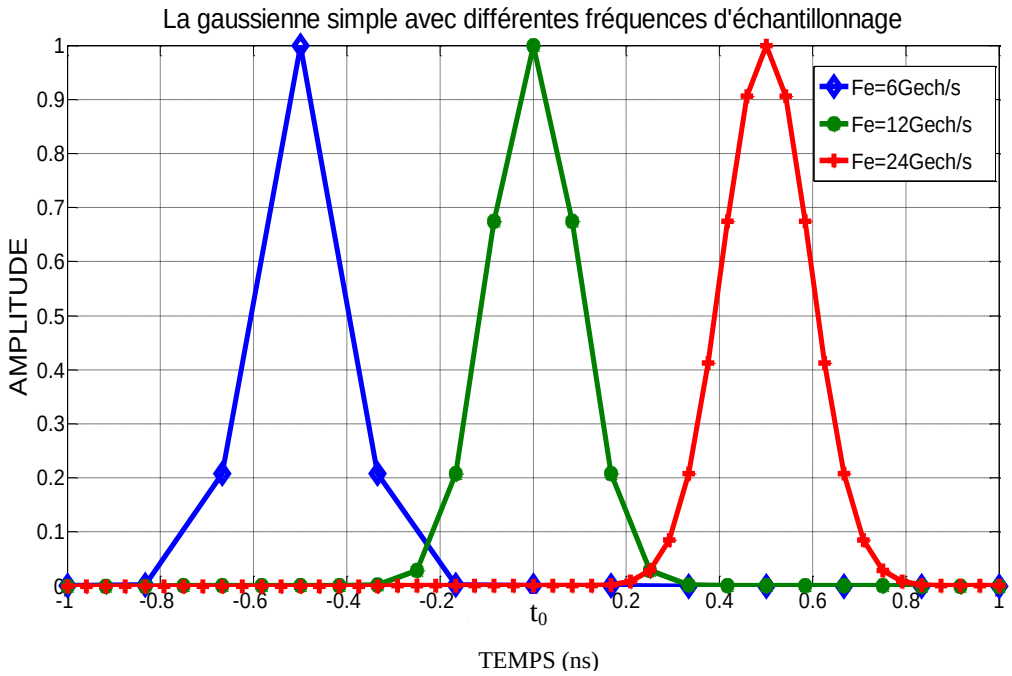


Figure III.6 : Impulsion gaussienne de 330ps reconstruite avec différentes fréquences d'échantillonnage.

Comme nous le voyons, nous ne pourrons pas disposer d'une mesure précise de temps d'arrivée ou d'un calcul de corrélation efficace en ne respectant que strictement le critère de Nyquist. Dans nos simulations, nous utiliserons une fréquence d'échantillonnage beaucoup plus élevée, souvent supérieure à 12 Gech/s.

I.3. RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT & INTEGRATION

Le rapport signal à bruit (RSB) ou SNR (signal to Noise Ratio) est le rapport entre la puissance du signal et celle du bruit. Ce rapport SNR doit être le plus élevé possible au niveau de la réception. Il est essentiel dans la détermination des performances des systèmes de communication et radars. On le calcule de la façon suivante :

$$SNR(dB) = 10Log\left(\frac{S}{N}\right) \qquad \text{(eq. III.12)}$$

Où S : Puissance du signal et N : Puissance du bruit

On distingue généralement deux types de bruit :

Le bruit blanc gaussien est une perturbation uniforme du signal, il ajoute au signal utile un signal non cohérent continu dont la moyenne est nulle.

Les bruits impulsifs arrivent aléatoirement en fonction du temps et se caractérisent par une fréquence d'apparition, une forme d'onde et une énergie associée.

Dans notre cas d'étude on se limite à prendre en compte le bruit blanc gaussien BBAG. Comme ce bruit est une perturbation aléatoire avec une moyenne nulle, il est possible d'améliorer le rapport signal / bruit en augmentant le temps de mesure puisque le signal de mesure est périodique. Les figures III.7 et III.8 représentent les résultats de simulation obtenus dans laquelle nous avons sélectionné différentes valeurs de SNR. En bleu, le rapport SNR = 0 dB.

Type d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR
Dérivée première de la gaussienne	30 Gech/s	SNR = 0, 20, 40 dB

Tableau III.2: Paramètres de la première dérivée de la gaussienne pour plusieurs valeurs SNR.

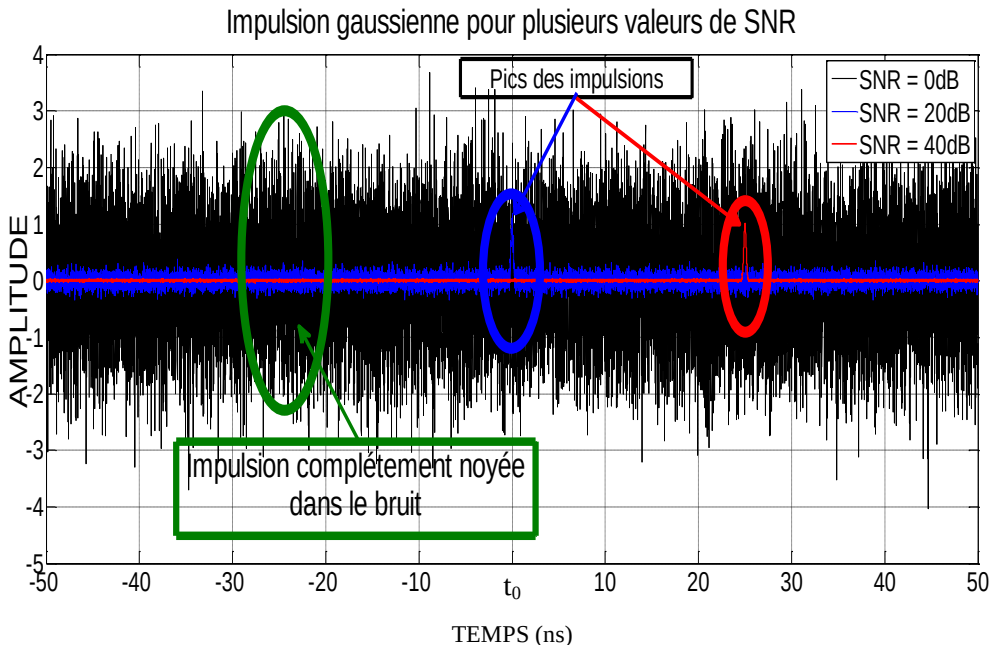


Figure III.7 : Détection d'impulsions gaussiennes pour différentes valeurs de SNR.

Nous remarquons que l'impulsion semble complètement noyée dans le bruit dans le cas où le SNR est égal à 0 dB. Lorsque le SNR augmente, cette impulsion s'extrait visuellement du bruit et il devient possible de retrouver la forme d'onde initiale. Nous pouvons aussi visualiser l'effet du bruit introduit sur le spectre de la DSP (figure III.8) du signal à fort SNR (rouge) et faible SNR (noir).

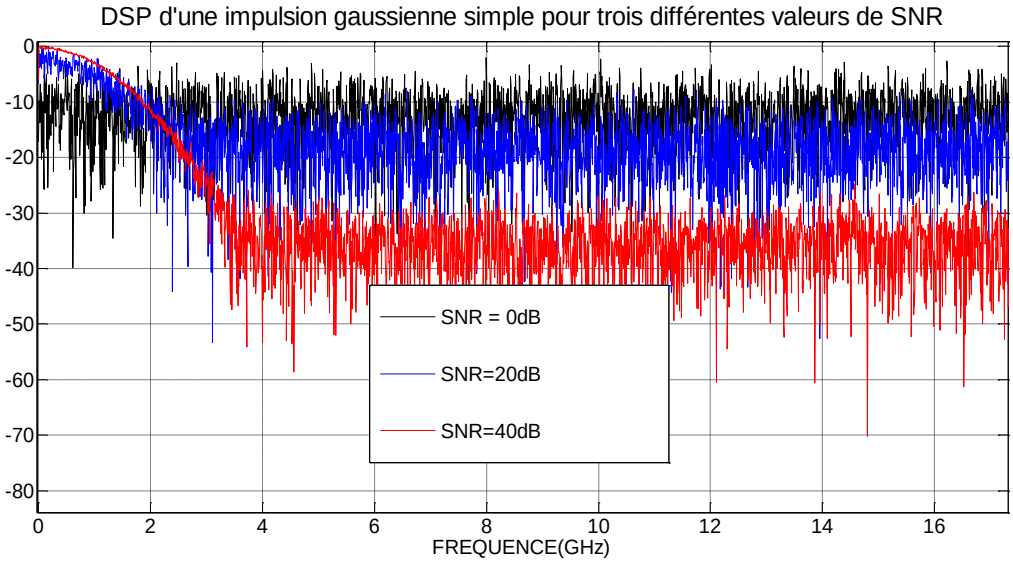


Figure III.8 : DSP d'impulsions gaussiennes pour différentes valeurs de SNR.

Dans notre application à 79 GHz, la bande passante du système est connue et nous pouvons calculer ainsi la puissance de bruit à l'antenne de réception. En effet, comme déjà indiqué dans la partie précédente, la largeur de la bande passante du système détermine la quantité de bruit ramenée et ajoutée au signal utile. La puissance du bruit peut être calculée selon l'équation III.13 :

$$N = K \cdot T \cdot B \qquad \text{(eq. III.13)}$$

Où K est la constante de Boltzmann (1,38*10-23j/°K/Hz), T la température en degré Kelvin et B la bande équivalente de bruit.

Ce bruit thermique du canal est produit par les composantes de l'émetteur et du récepteur et se représente adéquatement par une variable aléatoire gaussienne [18].

Comme le bruit blanc gaussien ne pourra pas être totalement discriminé du signal en réception, nous aurons un signal qui contient à la fois le bruit et le signal. Connaissant la bande du système, il sera alors facile d'avoir une idée préalable du niveau de bruit en réception (Puissance de bruit calculée selon l'équation III.13).

Ensuite un simple calcul de différence entre la puissance du signal à l'entrée et la puissance de bruit calculée permet d'obtenir la puissance du signal seul. Enfin, en divisant cette valeur par N (puissance du bruit calculée), on obtient le rapport SNR en réception.

Nous avons intérêt à garder ce rapport le plus élevé possible. De ce fait, l'étage d'entrée du récepteur doit disposer d'un facteur de bruit faible pour ne pas détériorer le SNR. C'est pour cette raison qu'en

général, le récepteur dispose en étage d'entrée un amplificateur LNA ou Low Noise Amplifier qui possède les caractéristiques adéquates pour une bonne réception dans les meilleures conditions. Le premier étage en réception est toujours le plus important car selon l'équation de FRIIS, le facteur de bruit du récepteur total dépend fortement du premier étage.

En résumé, le rapport signal sur bruit est facilement dégradé et les performances du système sont tributaires de ce paramètre.

Parmi les procédures visant à améliorer le SNR, l'intégration du signal est considérée.

I.3.i. INTEGRATION :

Dans le cadre du projet, une étude détaillée a été menée par nos collègues du CEA-LETI concernant l'intégration cohérente et non cohérente et son influence sur le traitement du signal reçu. Le concept est de recevoir le signal sur une longue trame ou fenêtre d'observation (un multiple de x fois la longueur du signal) puis le fractionner en plusieurs parties égales et les superposer l'une sur l'autre, autrement dit les additionner. Comme le bruit possède une moyenne nulle, il tendra à diminuer en fonction de nombre d'intégrations, alors que l'énergie du signal utile qui se répète plus ou moins au même endroit, s'accumule pour s'additionner x fois. En diminuant le bruit et augmentant la valeur de l'énergie du signal, on favorise ainsi l'augmentation du rapport signal sur bruit. Deux types d'intégrations existent :

I.3.ii. INTEGRATION COHERENTE ET INTEGRATION NON-COHERENTE :

Le même concept est utilisé pour les deux types d'intégrations. Dans le premier type, le signal observé est cohérent. Dans le second type le signal n'est pas cohérent. Ceci va différer dans la modélisation du bruit et de la loi de distribution. La densité de probabilité cumulée de la puissance reçue est différente dans les deux cas, ce qui produit deux modélisations différentes de la probabilité de fausse alarme (PFA) et de détection (PD). Dans notre cahier des charges, une PFA de 10^{-6} et une PD de 99% sont demandées. Les figures III.9 et III.10 illustrent les probabilités de détection présentées en fonction du SNR et du nombre d'intégrations cohérentes et non cohérentes respectivement. Un tableau de gain en intégration de valeurs significatives est ensuite présenté pour chaque cas.

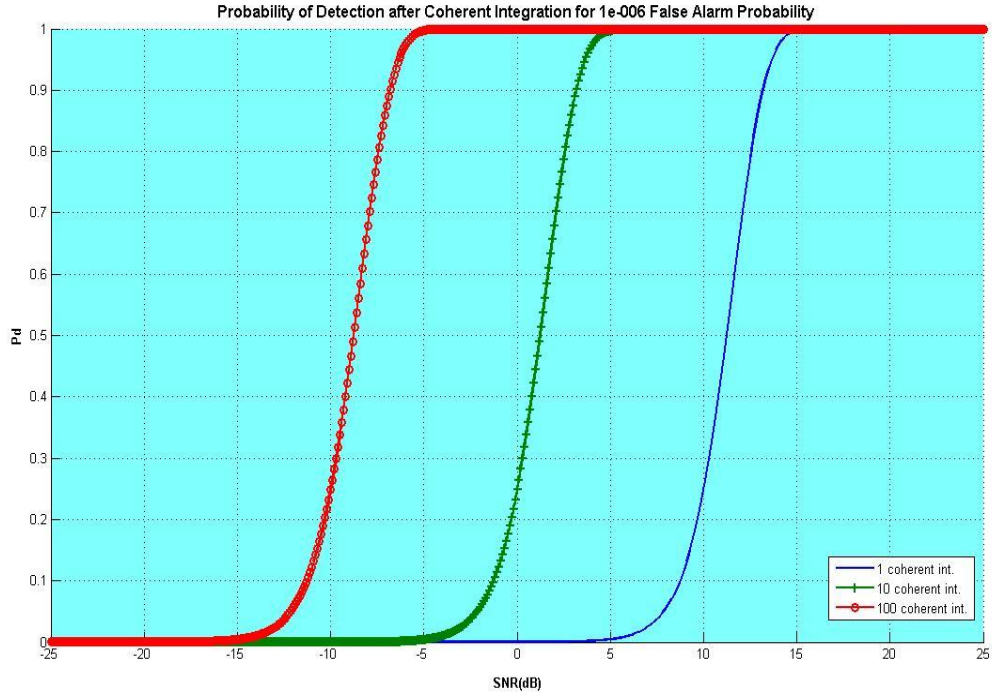


Figure III.9 : Probabilité de détection en fonction du nombre d'intégrations cohérentes (PFA = 10e-6).

Dans le tableau III.3 suivant nous présentons le rapport SNR requis pour avoir une PFA de 10^{-6} et une PD de 99% avec trois différentes valeurs du nombre d'intégrations (1, 10 et 100) :

Pd / Nc	1	10	100
99%	14.5 dB	4.5 dB	-5.5 dB

Tableau III.3 : Variation du SNR en fonction de nombre d'intégrations cohérentes.

Dans le cas suivant, nous prenons, le même processus avec cette fois 100 intégrations cohérentes fixes, suivies d'une phase d'intégrations non-cohérentes. En effet, à partir d'un certain nombre d'intégrations cohérentes (100 dans l'exemple choisi), nous perdons l'information sur la phase. Nous poursuivons ce processus par une intégration non cohérente limitée à 1, 10 et enfin 100 impulsions.

Le même tableau est répété dans ce deuxième cas.

Pd / (Nc,Nnc)	(1,1)	(100,1)	(100,10)	(100,100)
99%	14.5 dB	-5.1 dB	-12.8 dB	-20.2 dB

Tableau III.4 : Variation du SNR en fonction de nombre d'intégrations cohérentes et non cohérentes.

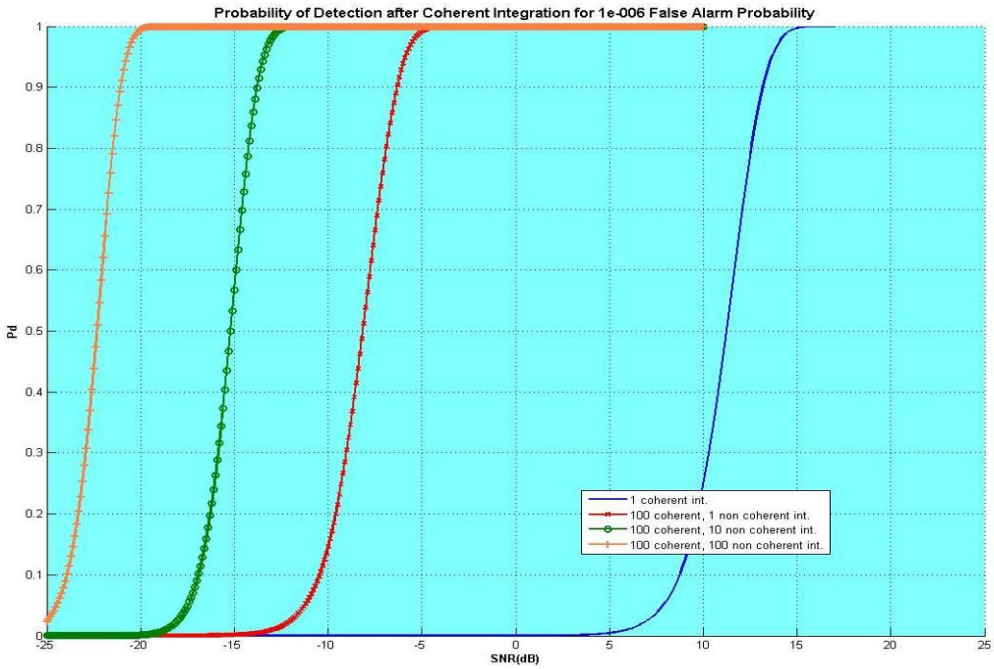


Figure III.10 : Probabilité de détection en fonction du nombre d'intégrations non cohérentes (PFA= 10e-6).

En résumé, nous pouvons conclure qu'étant donnée la faible énergie associée aux impulsions émises, un gain d'intégration permettant d'accroitre le rapport signal sur bruit est requis. Ce gain suit les équations III.14 et III.15 suivantes :

$$Gain(coh) = 10 * log(N_c) dB \quad \text{(eq. III.14)}$$

$$Gain(non - coh) = 7.5 * log(N_{nc}) dB \quad \text{(eq. III.15)}$$

En conclusion, le rapport signal sur bruit constitue un paramètre particulièrement important de tout système radar. Les études menées dans le cadre du projet VELO par le partenaire CEA-LETI montrent qu'après intégration, une valeur de 13 dB peut être atteinte en limite de portée et pour une SER de 1 m^2. Nous partirons de cette valeur de référence pour notre évaluation de la précision de localisation. Nous abordons maintenant un autre type de perturbateur de système radiofréquence constitué par la gigue de phase ou jitter.

I.4. LE JITTER

Un jitter est un paramètre lié à la fréquence d'échantillonnage ou à la fréquence d'horloge du système. Il est considéré comme une source d'erreur liée à une latence déterministe ou aléatoire introduite par les imperfections technologiques.

Ce terme est défini dans le domaine temporel. Les causes et l'impact sont plutôt de nature analogique. Il est reconnu en tant qu'une quantité à haute fréquence. En présence d'erreurs temporelles inférieures à 10 Hz, on parle plutôt de «drift» ou «shift» [21].

Il s'agit du paramètre le plus critique pour la phase de synchronisation surtout en technologie ULB. En fait les systèmes impulsionnels ultra large bande utilisent des impulsions ultra-courtes, ce qui les rend plus sensibles au phénomène de jitter.

La valeur temporelle de jitter est généralement modélisée comme un processus gaussien [wide sense stationary (WSS) Gaussian process] avec une valeur moyenne égale à zéro et une variance $(\sigma j)^2$ [22].

La root-mean-square (RMS) ou valeur quadratique moyenne du jitter est σj, qui est la racine carrée de la variance ou écart-type. Typiquement, la marge de jitter peuvent aller de 10 jusqu'à 150 ps dans les récepteurs ULB [23].

Types de jitter - Classification

La figure III.11 rassemble différents types de jitter identifiés dans la bibliographie. Le jitter total d'un système est la somme d'un ou de plusieurs types de jitter.

Nous exploitons ici l'étude détaillée des différents types de jitter menée dans [24].

Nous pouvons classer les jitter en deux familles :

- Jitter déterministe (Deterministic Jitter = DJ)
- Jitter aléatoire ou stochastique (Random Jitter = RJ)

Les RJ ne sont pas sont bornés, et peuvent être décrits par une distribution de probabilité gaussienne. Elle se caractérise par sa valeur d'écart-type (RMS).

La source principale de ce genre de jitter est le bruit électrique de certains composants qui interagit avec la vitesse de balayage de signaux pour produire des erreurs sur les points de commutation. Nous pouvons calculer la valeur du RJ par la différence de temps entre un front d'horloge réel et sa position idéale (prévue).

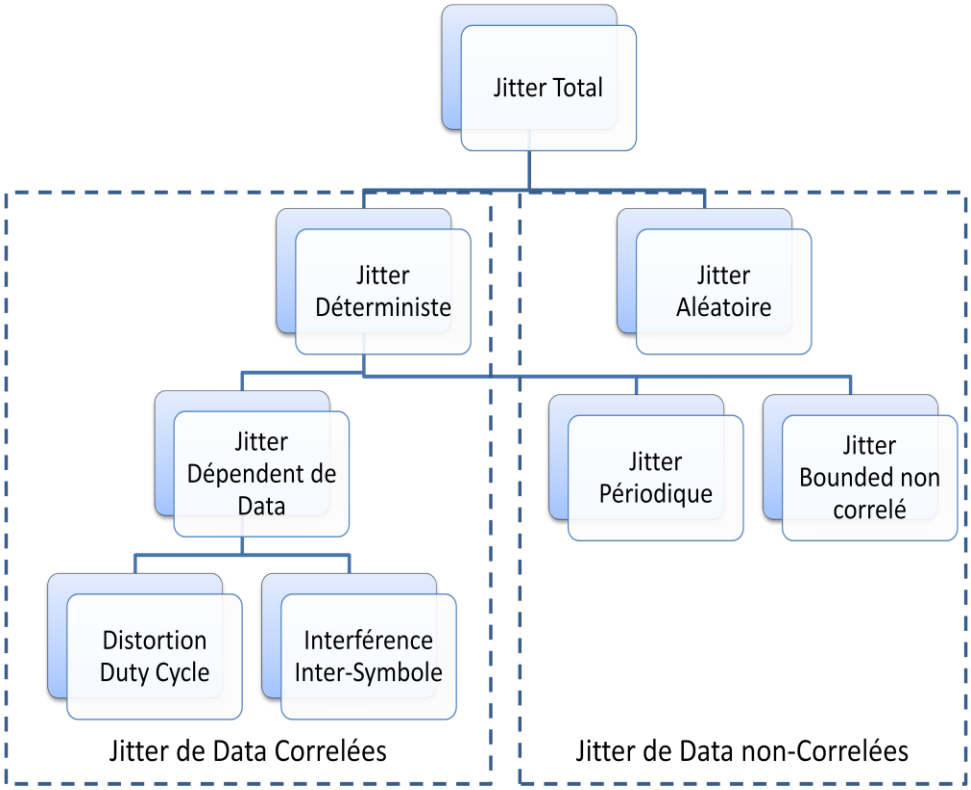


Figure III.11 : Classification des types de jitter.

Les DJ sont des jitter avec des fonctions de densité de probabilité non-gaussiennes. Ils sont toujours bornés en amplitude et possèdent des causes spécifiques. Les DJ se caractérisent par leurs valeurs bornées crête à crête. Les sources de ce type de jitter sont généralement liées aux imperfections de fonctionnement du dispositif mais peuvent aussi être dues à l'interférence électromagnétique ou à une diaphonie d'où l'avantage du blindage. Ces jitter DJ peuvent eux-mêmes se classer en 3 sections différentes :

- Jitter périodique (Periodic Jitter = PJ)
- Jitter dépendant des données (Data Dependent Jitter = DDJ)
- Jitter borné non corrélé (Bounded Uncorrelated Jitter = BUJ)

Les DDJ sont dus aux erreurs de timing variant avec le motif de données (data pattern). Les sources primaires de ce type de jitter sont les composants et les limitations de bande passante du système. Ils se rencontrent surtout dans les signaux à fréquence élevée qui ont moins de temps pour s'établir. On parle d'erreur de transition et de synchronisation. Aussi les DDJ sont divisés en deux:

- Jitter dû à la distorsion du rapport cyclique (Duty Cycle Distorsion = DCD)
- Jitter dû à l'interférence inter-symbol (ISI)

Le tableau III.5 reprend ces différents types de DJ :

Types de jitter DJ	description
PJ	Aussi appelé « sinusoïdal jitter » en raison de sa forme sinusoïdale. La source est généralement les interférences des signaux associés à la structure de données, et aux variations d'alimentation.
BUJ	Jitter borné en amplitude et non corrélé aux données. Plutôt de nature sinusoïdale. la source d'interférence est extérieure (à cause de signaux du système même ou d'un système extérieur (EMI, couplage capacitif et inductif, bruit de commutation).
DDJ – DCD	Ce jitter est provoqué lorsque certains des bits de données sont de différentes durées. Il est causé par l'insuffisance d'alimentation d'un composant.
DDJ – ISI	C'est la forme la plus courante du DDJ. Il est habituellement causé par les limitations de bande passante des lignes de transmission. il concerne uniquement les bits entourés par les bits de l'état opposé.

Tableau III.5 : Différentes types de jitter déterministes.

L'annexe C : « Modèles de générateurs » fournit une description de quelques modèles de générateurs d'impulsions existant sur le marché et de leurs performances quant au jitter.

En conclusion, nous allons simuler une source de jitter stochastique dans notre modèle afin de mesurer son effet sur la précision de localisation. La valeur de RMS de ce jitter sera de l'ordre de quelques pourcents de la durée d'impulsion jusque 33 ps. Il sera appliqué sur la fréquence d'horloge afin d'engendrer des erreurs sur le temps d'émission et de réception de l'impulsion.

I.5. ETUDE DU CANAL DE PROPAGATION

I.5.i. NOTION DE CANAL DE PROPAGATION

Dans un système radiofréquence, il est primordial de comprendre le milieu dans lequel s'effectue la transmission. Ce milieu s'appelle le canal de propagation où se propage le signal depuis l'émetteur jusqu'au récepteur. Le champ électromagnétique interagit avec son environnement, ce qui génère différents effets : réflexion, retard, atténuation, diffraction, etc.…

Un canal est rarement statique ainsi chaque environnement induit un canal de propagation spécial car tous les effets de propagation (atténuations, coefficients de diffraction et de réfraction) ne peuvent pas être considérés constants. En conséquence, il est impossible de trouver un modèle universel pour tous les environnements. On dispose en pratique plutôt d'un ensemble d'outils qui peuvent être utilisés pour évaluer les performances des dispositifs dans des canaux de propagation réalistes.

Dans le cadre de l'ULB, de nombreux efforts de modélisation ont été menés jusqu'à présent. Ces modèles présentent des outils pour générer et simuler le comportement du système ULB dans un environnement choisi. Bien évidement, les paramètres de radiofréquence ont un impact direct sur le comportement du canal ainsi que les caractéristiques de signal ULB choisi (bande de fréquence, fréquence centrale de fonctionnement, puissance, forme d'onde, etc..).

I.5.ii. CLASSIFICATION DU CANAL DE PROPAGATION

Nous pouvons classer les canaux de propagation selon la nature de l'environnement : Trois types d'environnement seront à prendre en compte tout en considérant les paramètres des dimensions de cet environnement, la hauteur des antennes d'émission/réception, la polarisation de l'antenne, la puissance de signal émis, l'impact de bruit, etc.…

Nous distinguons les canaux :

- INDOOR : autrement dit à l'intérieur de bâtiments, tunnels parking souterrain… La plupart des développements ULB ont été menés en environnements indoor.
- INDOOR-OUTDOOR : lorsque les signaux en jeu se propagent de l'intérieur d'un des bâtiments cités précédemment vers l'extérieur et vice-versa.
- OUTDOOR : en extérieur, il peut être rural, urbain, en présence d'obstacles mobiles, etc.…

Pour chacun de ces environnements, nous pouvons diviser le canal en deux approches :

LOS : « Line Of Sight » lorsqu'existe un lien de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur.

NLOS : « Non Line Of Sight » lorsqu'un obstacle masque ce lien direct. [25].

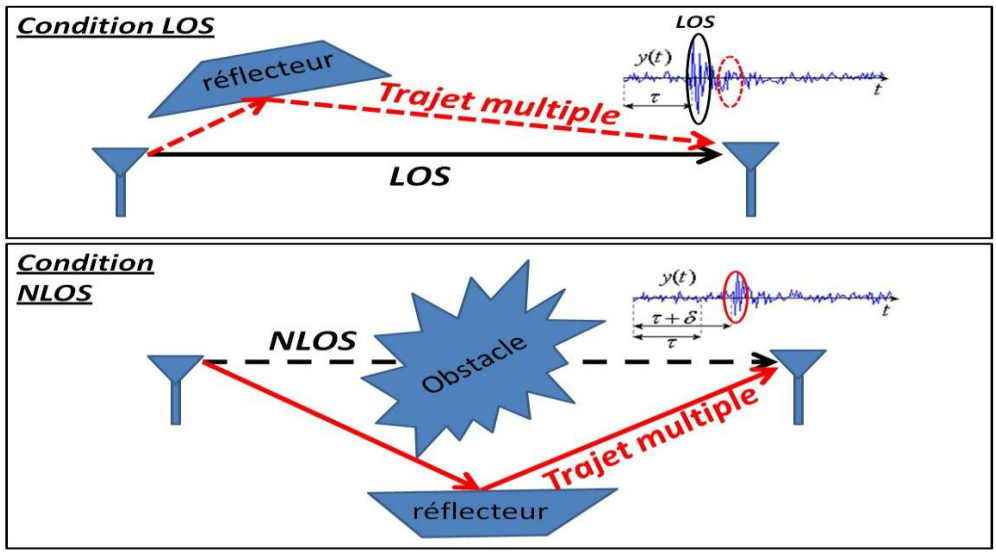


Figure III.12 : Conditions LOS (haut) et NLOS (bas).

Ceci introduit une atténuation et un retard ou un évanouissement complet du signal (figure III.12).

Dans la condition LOS de la figure III.12, il existe une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur, ainsi le trajet direct (Direct Path) est en LOS. Par contre, il existe un obstacle entre l'émetteur et le récepteur (partie basse), ce qui empêche le signal d'arriver au récepteur en liaison directe et dans ce cas particulier nous avons un évanouissement total (atténuation complète suite à une réflexion totale du signal), ainsi le signal reçu au niveau du récepteur sera celui du trajet indirect (Undirect Path) ou trajet multiple.

I.5.iii. CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION

La caractérisation d'un canal consiste à étudier des paramètres communs à tous les canaux radiofréquences qui seront utilisés comme des outils pour évaluer la performance d'un canal ULB particulier.

I.5.iii. a. PERTES DE PROPAGATION OU « PATH LOSS »

Les modèles de pertes de propagation décrivent l'atténuation du signal entre une antenne d'émission et une autre de réception en fonction de la distance et d'autres paramètres.

Dans certains modèles, on prend en compte la hauteur des antennes, des détails sur le terrain mais la façon la plus connue est d'adopter le modèle d'atténuation en espace libre et ensuite d'ajouter les facteurs d'atténuation supplémentaires sur le bilan de liaison comme la réflexion, la diffraction, le fading (multipath), le shadowing, etc…..

L'atténuation en espace libre peut être exprimée selon l'équation III.16 suivante :

$$\mathrm{Att(d)} = \left(\frac{4\pi \mathrm{d}}{\lambda}\right)^2 \qquad \text{(eq. III.16)}$$

d représente la distance qui sépare l'émetteur du récepteur.

λ dépend de la fréquence, comme $\lambda = \frac{c}{f}$, l'atténuation augmente avec la fréquence, ce qui représente un des inconvénients majeurs des hautes fréquences. Par ailleurs, nous pouvons remarquer dans la figure III.13 l'évolution en fonction de la fréquence de l'atténuation supplémentaire induite par l'interaction de l'onde avec les molécules de dioxygène (O2) et d'eau (H2O).

A 60 GHz, un comportement physique spécial est remarqué dans lequel l'atténuation subit un pic fort (figure III.13) dans cette gamme de fréquence particulière. Certain systèmes profitent de cette caractéristique pour concevoir des systèmes radiofréquences à courtes portées dans un milieu indoor pour atténuer les trajets multiples.

Cependant, d'une façon plus générale, nous pouvons décrire les pertes de propagation exprimées en dB de la façon suivante :

$$L_{dB}(d,\alpha) = PL_{dB}(d_0) + 10.\alpha.\mathrm{Log}_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X \qquad \text{(eq. III.17)}$$

$$PL_{dB}(d_0) = 20\,\mathrm{Log}_{10}\left(\frac{4\pi d_0 * f}{c}\right) \qquad \text{(eq. III.18)}$$

d_0 est une distance standard qui prend la valeur de 1m dans la majorité des cas.

X représente les autres paramètres d'atténuations supplémentaires (atténuation système Ls, atmosphérique L_{atm}).

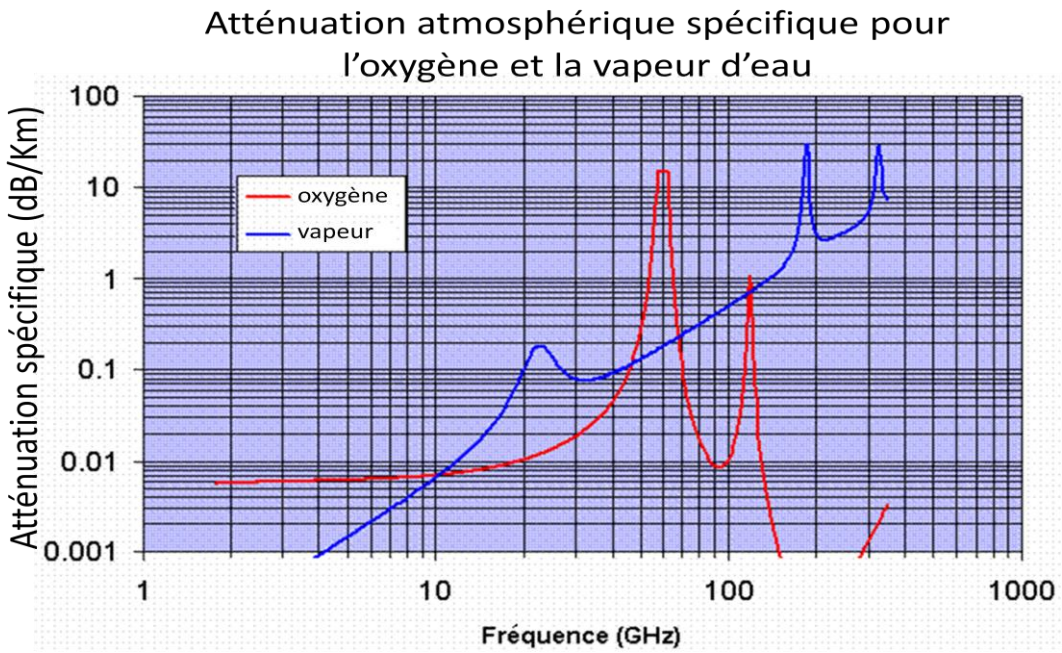


Figure III.13 : Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence

Nous remarquons la présence d'un nouveau paramètre dans ces équations (III.17 – III.18) constitué par le paramètre α, exposant de propagation ou d'atténuation. Il varie généralement entre 2 et 4 selon l'environnement et la distance. Si on prend d0 = 1m et α = 2, nous retrouvons l'équation III.16.

I.5.iii. b. LE RETARD

Un deuxième paramètre important du canal de propagation est le retard τ_x. Ce retard est lié à la distance parcourue par le signal entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas où existe un trajet direct (LOS : Line Of Sight), τ_{LOS} aura la valeur suivante :

$$\tau_{LOS} = \frac{d}{c} \quad \text{(eq. III.19)}$$

avec

$$d = \sqrt{(X_e - X_r)^2 + (Y_e - Y_r)^2 + (Z_e - Z_r)^2} \quad \text{(eq. III.20)}$$

X_e, Y_e et Z_e puis X_r, Y_r et Z_r sont respectivement les coordonnées de l'émetteur et du récepteur.

Dans le cas où le trajet direct n'existe pas, le signal parcourt un chemin indirect plus long; nous sommes en condition NLOS pour Non Line Of Sight. La différence de temps δ correspondant au trajet supplémentaire que parcourt le signal est présentée équation III.21 :

$$\tau_{NLOS} = \tau_{LOS} + \delta \quad \text{(eq. III.21)}$$

Cette valeur δ est à déterminer selon le type d'environnement. En pratique, nous pouvons avoir plusieurs trajets multiples qui auront des effets constructifs ou destructifs. Ainsi, au niveau de la réception, nous avons intérêt à discriminer cette valeur δ afin d'extraire τ_{LOS} .

I.5.iv. CANAL DE PROPAGATION ULB

Plusieurs études de canaux de propagation ULB en indoor ont été menées et publiées (CM1, CM2, CM3, CM4). Dans [26], ces modèles ont été utilisés.

Parameter SF / US	**CM2 (NLOS,0-4 m)**	**CM3 (NLOS,4-10 m)**	**CM4 (NLOS)**
$\tau_{rms}[ns]$	8 / -	14 / -	25 / -
$\Lambda\ [1/ns]$	0.4 / -	0.067 / -	0.067 / -
$\lambda\ [1/ns]$	0.5	2.1	2.1
Γ_1 & $\Gamma_2\ [dB/ns]$	0.8 / -	0.31 / -	0.18 / -
$\gamma[dB/ns]$	0.64 / -	0.54 / -	0.36 / -
$\gamma_t[dB/ns]$	NU	NU	NU
$(\sigma_r,\ \eta_r)$	NU	NU	NU
$\sigma_2[dB]$	3.4	3.4	3.4
$\sigma_c[dB]$	3.4 / -	3.4 / -	3.4 / -
$\sigma_x[dB]$	3.3 / -	3.4 / -	3.2 / -

Tableau III.6 : Paramètres des canaux ULB en indoor.

Le tableau III.6 montre quelques paramètres proposés, où :

τ_{rms} : écart-type du retard [ns]
W90 : largeur de la fenêtre [ns] - délai à 90 % d'énergie IR
α : amplitude du rayon maximum à l'intérieur d'un cluster [V]
β : amplitude des rayons à l'intérieur d'un cluster [V]

Λ : taux d'arrivée des clusters [1/ns]
λ : taux d'arrivée des rayons [1/ns]
Γ_1 & Γ_2 : coefficients de décroissance de puissance à l'intérieur des clusters [dB/ns]
γ : coefficient de décroissance de puissance des rayons [dB/ns]
γ_t: coefficient de décroissance de puissance des rayons dans le cluster de queue [dB/ns]
σ_r, η_r : échelle de distribution de Weibull et facteur de forme
σ_2 : déviation standard du fading rayon (log-normal) [dB]
σ_c : déviation standard du fading cluster (log-normal) [dB]
σ_x : déviation standard de la puissance du fading ULB (log-normal) [dB]

Ces modèles de canaux ULB ne sont cependant pas applicables à notre étude pour deux raisons :

Ce sont des modèles appliqués en indoor et l'environnement diffère largement de celui de l'environnement routier (caractère dynamique du canal, portée, présence de murs…).

Ces modèles concernent les signaux utilisés dans le cas d'ULB non transposée opérant entre 3,2 GHz et 10,6 GHz.

En micro-ondes, beaucoup d'études et de mesures de réflexions sur des terrains ont été réalisées au cours des trois dernières décennies essentiellement aux longueurs d'onde centimétriques. Aux longueurs d'ondes millimétriques peu d'études semblent avoir été publiées. Citons à 63 GHz [27] et à 95 GHz [28], [29], [30], [31].

Dans [27], le modèle exploite deux trajets distincts : un trajet direct et un autre indirect après une réflexion sur le sol. Ce modèle sera repris ici.

Dans [28], les auteurs étudient la diffusion à 94 GHz de l'angle d'incidence et de la nature de terrain. Des angles d'incidences quasi-rasants sont particulièrement étudiés.

I.5.v. MODELISATION D'UN CANAL DE PROPAGATION ULB OUTDOOR

Dans le modèle à deux rayons, nous considérons deux trajets distincts, le premier simule la liaison directe entre l'émetteur et la cible à localiser. Ce trajet suit la loi d'atténuation spatiale (en espace libre) et atmosphérique. Le deuxième trajet prend en compte la réflexion sur le sol avant d'arriver sur la cible. La même atténuation sera appliquée à ce trajet en ajoutant une atténuation supplémentaire et une rotation de phase suite à la réflexion sur le sol. Ici, les caractéristiques du sol jouent un rôle direct sur ces derniers paramètres.

Le signal $y_1(t)$ au niveau de la cible peut être exprimé de la façon suivante :

$$y_1(t) = A(d_1) * (t - \tau_1) + A(d_2) * (t - \tau_2) * R \qquad \text{(eq. III.22)}$$

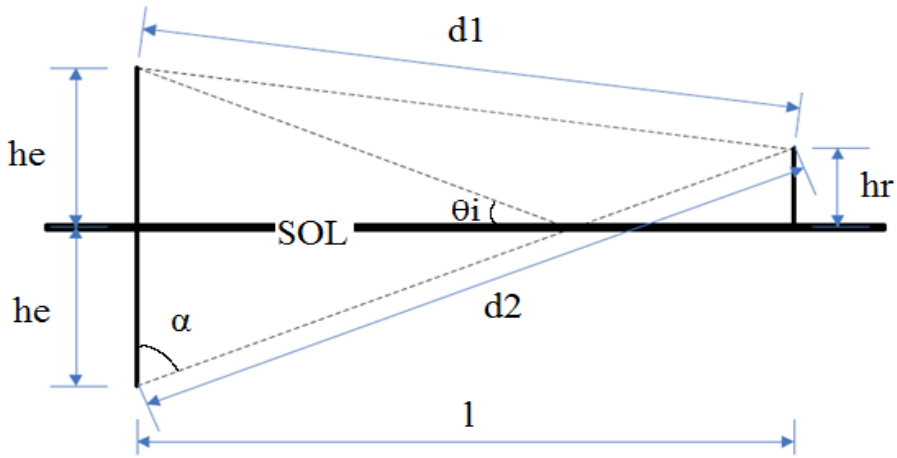


Figure III.14: Modèle de canal à deux rayons.

Dans cette équation III.22, le premier terme représente le trajet direct et le deuxième représente le trajet après réflexion sur le sol, d_1 et d_2 représentent les longueurs parcourues par le signal de l'émetteur à la cible respectivement pour le trajet direct et indirect τ_1 et τ_2 sont les retards de propagation $A(d_i)$ est l'amplitude qui dépend de la longueur du trajet notée i mais aussi de la hauteur de l'émetteur et du récepteur et s'exprime de la façon suivante :

$$A(d_i) = 4 \cdot \sin^2\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h_e \cdot h_r}{\lambda \cdot d_i}\right) \qquad \text{(eq. III.23)}$$

R est le coefficient de réflexion suite à l'incidence du second trajet sur le sol. Notre modèle simple ne considère qu'une surface parfaitement plane, non rugueuse. Les trajets d_1 et d_2 s'écrivent sous la forme suivante:

$$d_1 = \sqrt{l^2 + (h_e - h_r)^2} \qquad \text{(eq. III.24)}$$

$$d_2 = \sqrt{l^2 + (h_e + h_r)^2} \qquad \text{(eq. III.25)}$$

h_e et h_r sont respectivement les hauteurs de l'émetteur et du récepteur.

Le coefficient de réflexion sur l'asphalte est exprimé selon [29, 30] de la façon suivante en différenciant entre les deux types de polarisation horizontale et verticale :

$$R_h = \frac{\varepsilon_r^* \cos\theta_i - \sqrt{\varepsilon_r^* - \sin^2\theta_i}}{\varepsilon_r^* \cos\theta_i + \sqrt{\varepsilon_r^* - \sin^2\theta_i}} \quad \text{(eq. III.26)}$$

$$Rv = \frac{\cos\theta_i - \sqrt{\varepsilon_r^* - \sin^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\varepsilon_r^* - \sin^2\theta_i}} \quad \text{(eq. III.27)}$$

La permittivité relative complexe s'exprime sous la forme suivante :

$$\varepsilon_r^* = \varepsilon_r - j\frac{\sigma}{\omega \times \varepsilon_0} \quad \text{(eq. III.28)}$$

Avec ε_r la permittivité relative et σ la conductivité exprimée en (S m^{-1}). Selon [28], nous avons choisi à 79 GHz de prendre $\varepsilon_r^* = 4{,}5 + j0{,}6$.

I.5.vi. RESULTATS DE SIMULATION MODELISANT LE CANAL PAR UNE TECHNIQUE A DEUX RAYONS :

La figure III.15 présente les résultats de simulation effectués avec ce modèle de propagation en considérant une fréquence de 79 GHz, une hauteur d'antenne d'émission au-dessus de la route pour l'asphalte de 30 cm ainsi qu'une hauteur d'antenne de réception de 40 cm. Un gain total d'antenne de 32 dB (2 x 16 dB en émission et en réception) est également pris en compte. Une permittivité complexe $\varepsilon_r = 4.5 - j0.6$ fournie par la bibliographie a été retenue [31, 32].

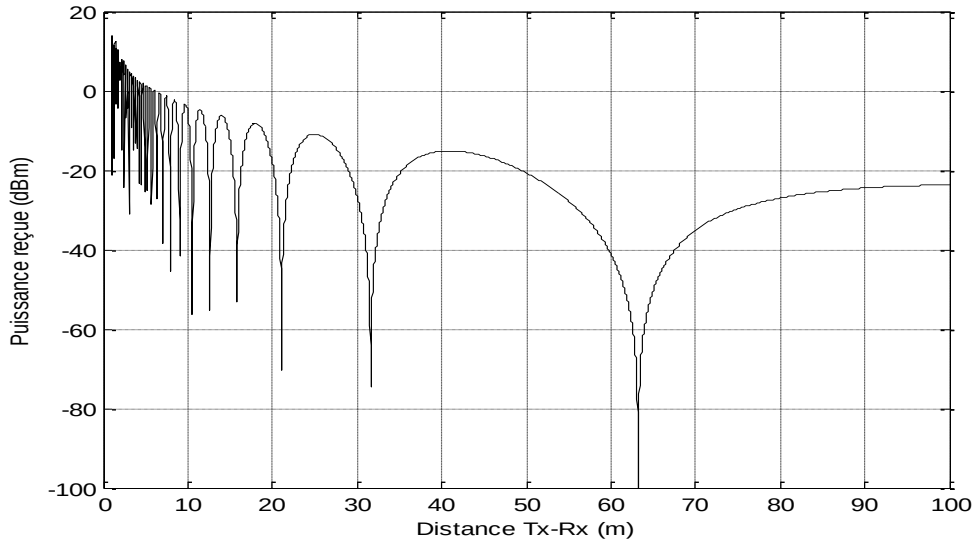


Figure III.15 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (h_e= 30 cm, h_r = 40 cm).

Le long des 100 m simulés, on observe des phénomènes d'évanouissements intenses des signaux. Selon les positions respectives des cibles, les signaux détectés pourront donc être affectés d'une atténuation importante. Ces phénomènes d'évanouissement dépendent notamment des hauteurs respectives des antennes d'émission et de réception ainsi que de la fréquence. En ce qui concerne l'influence de la hauteur des antennes, l'analyse est reprise figure III.16 avec les paramètres précédents exceptée les hauteurs d'antenne d'émission et de réception portées à présent à 50 cm.

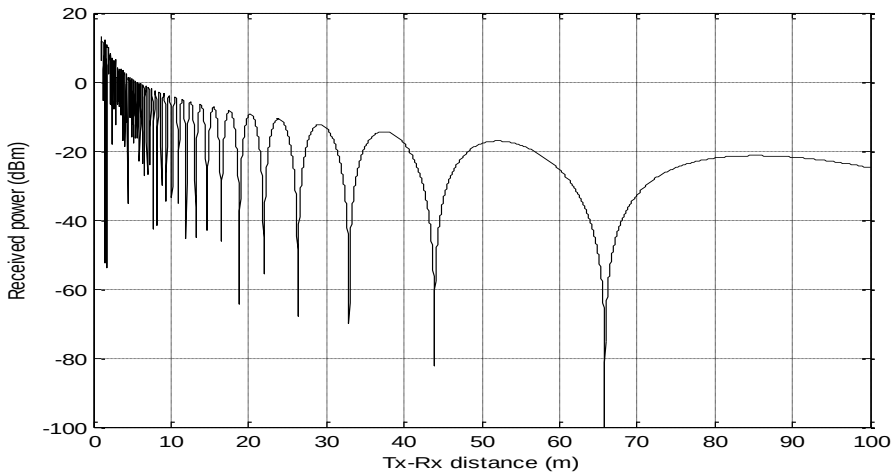


Figure III.16 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (h_e = 50 cm, h_r =50 cm).

Dans cette nouvelle configuration de hauteurs d'antennes, on observe une évolution de ces phénomènes d'évanouissement. La figure III.17 reprend maintenant la configuration initiale présentée figure III.14 mais porte la fréquence d'étude de 79 GHz à 81 GHz. On observe en particulier un décalage des positions des atténuations maximales.

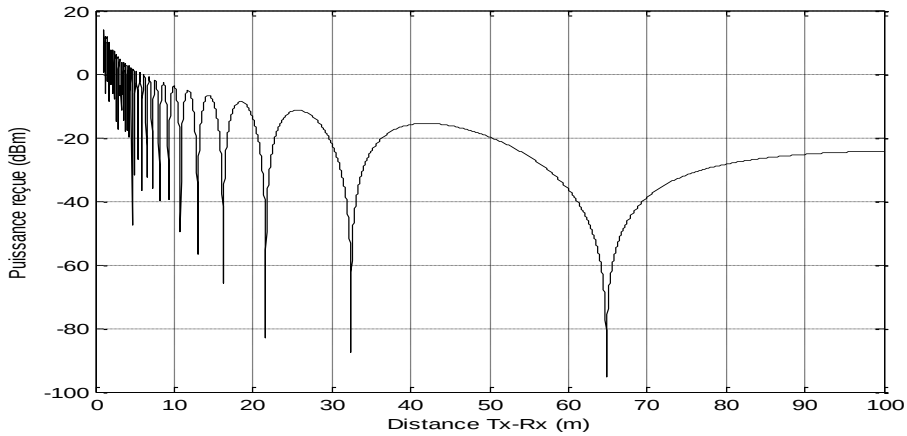


Figure III.17 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (F = 81 GHz).

En conclusion, de façon générale, ce modèle nous permet d'observer que ces phénomènes de propagation sont plus marqués à courte distance, soit pour les portées envisagées plus particulièrement pour nos radars (30 m). Notre modèle de localisation de cibles, exploité en fin de chapitre IV, prendra en compte ce modèle de propagation afin d'étudier l'impact de ces phénomènes sur la localisation de cibles situées à différentes distances, dans la scène surveillée.

I.6. LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR : SER

I.6.i. DEFINITION

La surface équivalente radar (SER ou RCS pour *radar cross section* en anglais) est une propriété physique inhérente des objets indiquant l'importance relative de la surface de réflexion en présence d'un faisceau électromagnétique. Elle est exprimée en fonction de la forme de l'objet, de la nature de son (ses) matériau(x) constitutif(s) ainsi que de la longueur d'onde du signal, des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement.

Il s'agit d'un paramètre caractéristique d'un objet (un piéton, un vélo, un véhicule, un avion ou navire) traduisant directement sa capacité à être détecté par un radar. Représentée dans une formule mathématique, la SER est désignée par la lettre grecque **σ** (sigma) exprimée en mètre carré.

Présenter une SER faible est une qualité essentielle pour un engin militaire (aéronef) qui lui permettra d'autant mieux d'échapper à un radar adverse. Des technologies de furtivité ont par conséquent été mises au point dans le but de réduire la SER.

I.6.ii. DETERMINATION DE LA SER

La SER est fonction de nombreux facteurs. Son calcul analytique n'est possible que pour des objets de forme simple. Elle dépend de la forme de l'objet et de la longueur d'onde, plus précisément du rapport entre les dimensions de la structure illuminée et la longueur d'onde. Quantitativement, la SER exprime une surface effective qui réfléchit le faisceau incident de manière isotrope (homogène) dans l'espace. En trois dimensions, la SER σ est définie comme égale à :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{P_s}{P_i} \qquad \text{(eq. III.29)}$$

Où P_i est la densité de la puissance au niveau de la cible illuminée par le radar et P_s la densité de la puissance dissipée à une distance R de cette cible.

Cela peut s'écrire aussi de la manière suivante :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \qquad \text{(eq. III.30)}$$

Où E_s et Ei représentent les champs électriques émis et réfléchis.

En application automobile, il est important de pouvoir détecter toutes les cibles entourant le véhicule et surtout les cibles de SER faible, cas général de piétons ou de vélos. Cependant, il est difficile de donner un modèle théorique empirique du comportement d'une cible quelconque vis-à-vis d'un signal radar car ceci dépend de nombreux paramètres non statiques. Par exemple, si l'on détecte une voiture à une distance x de l'axe du véhicule, il suffit d'une simple déviation de l'axe de mesure pour changer les positions des points chauds réflecteurs, d'où semblent partir les signaux réémis par la cible. De fait, la SER dépend de l'angle d'incidence, de la distance, de la visibilité, de la portée, de la puissance, de la fréquence, de la forme d'onde, de l'antenne et de son diagramme de rayonnement,…

Une modélisation de l'exemple précédent a été présentée en [32]. La fréquence de fonctionnement et le type de signal utilisé sont très proches de notre projet (76 GHz). Nous reproduisons figure II.28 les mesures expérimentales présentées dans ce travail.

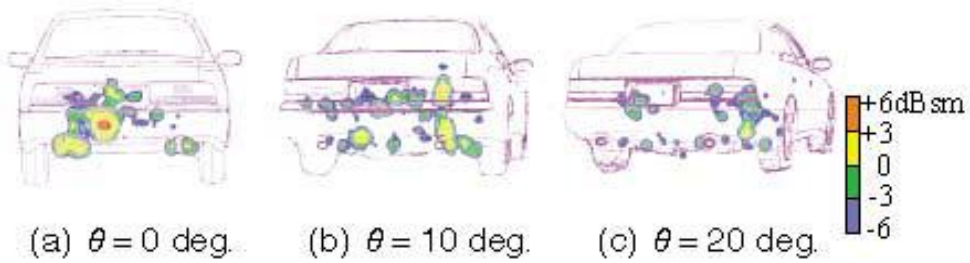


Figure III.18 : La réflexion des points brillants selon différents angles d'incidence.

Lorsque l'angle d'incidence du signal radar varie, différents points brillants apparaissent à des distances différentes le long de la structure 3D de la cible. Ceci sera un paramètre assimilable à du bruit pour mesure le temps de parcours ou de vol de notre signal.

I.7. CONCLUSION DU CHAPITRE III

Ce chapitre constitue l'étape intermédiaire nécessaire avant le passage en phase de simulation. Nous avons effectué une sélection de paramètres critiques pour la localisation et nous avons attribué des valeurs jugées réalistes pour une réalisation pratique. Nous allons maintenant utiliser ces paramètres dans notre chapitre IV qui détaille et exploite les modèles développés.

II. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

[1] http://ts.nist.gov/MeasurementServices/Calibrations/Pulse-waveform.cfm

[2] R.A. Scholtz, "Multiple Access with Time Hopping Impulse Modulation", invited paper, in Proceedings of Milcom'93. pp. 447-450, Dec. 1993.

[3] J. Zhang, T. D. Abhayapala and R. A. Kennedy, "Performance of Ultra-wideband Correlator Receiver Using Gaussian Monocycles", in Proc. IEEE ICC 2003, Alaska, USA.

[4] Michael, L., Ghavami, M., and Kohno, R., "Multiple pulse generator for ultra-wideband communication using hermite polynomial based orthogonal pulses", IEEE Conf. UWB Sys. and Tech., pp. 47–51, May 2002.

[5] P. Bezucha. "UWB Pulse Modulation Methods", Radioelektronika, 2006.

[6] Mitchell, C. and Kohno, R., "High Data Rate Transmissions Using Orthogonal Modified Hermite Pulses in UWB Communications", International Conferences on Telecommunications, ICT 2003, vol. 2, pp. 1278-1283.

[7] M. Wang , S. Yang, S. Wu, "A GA-based UWB pulse waveform design method", Digital Signal Processing, Vol. 18, Issue 1, pp. 65-74, 2008.

[8] Martens, J. B., "The Hermite Transform—Theory", IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 38, no. 9, pp. 1595-1606, September 1990.

[9] Rao, M. M., et al., "Simultaneous Extrapolation in Time and Frequency Domains Using Hermite Expansions", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 47, no. 6, pp. 1108-1115, June 1999.

[10] J. Guang-Xing, Z. Hong-bo., "A Novel Pulse Design Based on Hermite Functions for UWB Communications", The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. Vol. 13, Issue 1, pp. 49-52. March 2006.

[11] J.P. Artis, S. Kemkemian, "The radar in the automotive domain", Annales des telecommunications, ISSN 0003-4347, vol. 60 n.3-4, pp. 326-356, 2005.

[12] H.V. Poor, "An Introduction to Signal Detection and Estimation", 2nd ed. New York: Springer-Verlag, 1994.

[13] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, New Jersey, ISBN: 0137549202, 1999.

[14] Gorisse, B., "Etude d'éléments de base et de concepts pour un numériseur à très large bande passante et à haute résolution". Rapport de thèse. Université des Sciences et Technologies de Lille. 2007.

[15] J. A. Tropp, J. N. Laska, M. F. Duarte, J. K. Romberg, and R. Baraniuk, "Beyond Nyquist: Efficient sampling of sparse bandlimited signals", arXiv.org 0902.0026, Jan. 2009.

[16] Paulino, N., Goes, J., Garção, A. S., "Low Power UWB CMOS Radar Sensors", Series: Analog Circuits and Signal Processing. ISBN: 978-1-4020-8409-6. Vol. VIII, 236 p., 2008.

[17] I. Maravie, M.Vetterli, K. Ramchandran. "Channel Estimation and Synchronization With Sub-Nyquist Sampling and Application to Ultra-Wideband Systems", IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Vol. 5, pp. 381-384, 2004.

[18] Jacob M., "Influence du bruit impulsionnel sur les communications numériques en modulation", Rapport annuel d'activités 1994-1995. Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal – LRTS.

[19] http://virgo.lal.in2p3.fr/NPAC/relativite_fichiers/Cours_8.pdf

[20] L. Ma, "Investigation of Transmission, Propagation, and Detection of UWB Pulses Using Physical Modeling". Rapport de thèse. North Carolina State University, 2006.

[21] Wireless Telecom Group Whitepaper: "Jitter – An Introduction" – www.wtcom.com

[22] Molisch, A. F., Li, Y. G., Nakache, Y., Orlik, P., Miyake, M., Wu, Y., Gezici, S., Sheng, H., Kung, S. Y., Kobayashi, H., Poor, H. V., Haimovich, A., and Zhang, J., "A low-cost time-hopping impulse radio system for high data rate transmission", EURASIP J. Appl. Signal Process., pp. 397-412, 2005.

[23] Liu, T., Wang, C., "A 1-4 GHz dll based low-jitter multi-phase clock generator for low-band ultra-wideband application", IEEE Asia-Pacific Conf. on Adv. Sys. Integrated Circuits, pp. 330–333, Aug. 2004.

[24] Kyung K. K., Jing H., Yong-Bin K., F. Lombardi, "On the Modeling and Analysis of Jitter in ATE Using Matlab", IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems, pp. 285-293, 2005.

[25] C. Lader**r**iere, " Etude et caractérisation d'un couplageentre signaux Ultra Large Bande e signaux GNSS pour la Localisation", n° d'ordre 09-04, page 131, 2009.

[26] I. Z. Kovacs, H. T. Nguyen, P.C.F. Eggers, K. Olesen, "Enhanced UWB Radio Channel Model for Short-Range Communication Scenarios Including User Dynamics" , 14th IST Mobile & Wireless Communications Summit, 2005.

[27] M. Heddebaut, J. Rioult, J. P. Ghys, C. Gransart, and S. Ambellouis, "Broadband vehicle-to-vehicle communication using an extended autonomous cruise control sensor", Meas. Sci. Technol., vol. 16, no. 6, pp. 1363–1373, Jun. 2005.

[28] F. T. Ulaby, A. Nashashibi, A. El-Rouby, E. S. Li, R. D. De Roo, K. Sarabandi, R. J. Wellman, and H. B. Wallace, "95-GHz Scattering by Terrain at Near-Grazing Incidence", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 46, No. 1, Jan. 1998.

[29] Li E. S., Sarabandi K. "Low grazing incidence milimetre-wave scattering models and measurements for various road surfaces", IEEE Trans. Antennas Propag. 47. Pp851-861. 1999.

[30] Barrick D. E., "Grazing behavior of scatter and propagation above any rough surface", IEEE Trans. Antennas Propag. 46. Pp 73-83. 1998.

[31] J.A. Ogylvy, J.R. Foster, "Rough surfaces: Gaussian or exponential statistics? ", J. Phys. D: Appl. Phys. Vol. 22, pp.1243-1251, 1989.

[32] N. Yamada, "Three-Dimensional High Resolution Measurement of Radar Cross Section for Car in 76 GHz Band", R&D Review of Toyota CRDL Vol. 36 No. II. 2001.

CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS

I. ETUDE PARAMETRIQUE

I.1. LOGIQUE DE LA SIMULATION

L'organigramme de la simulation mise en œuvre pour effectuer cette évaluation des performances est illustré figure IV.1. Les différentes étapes sont les suivantes :

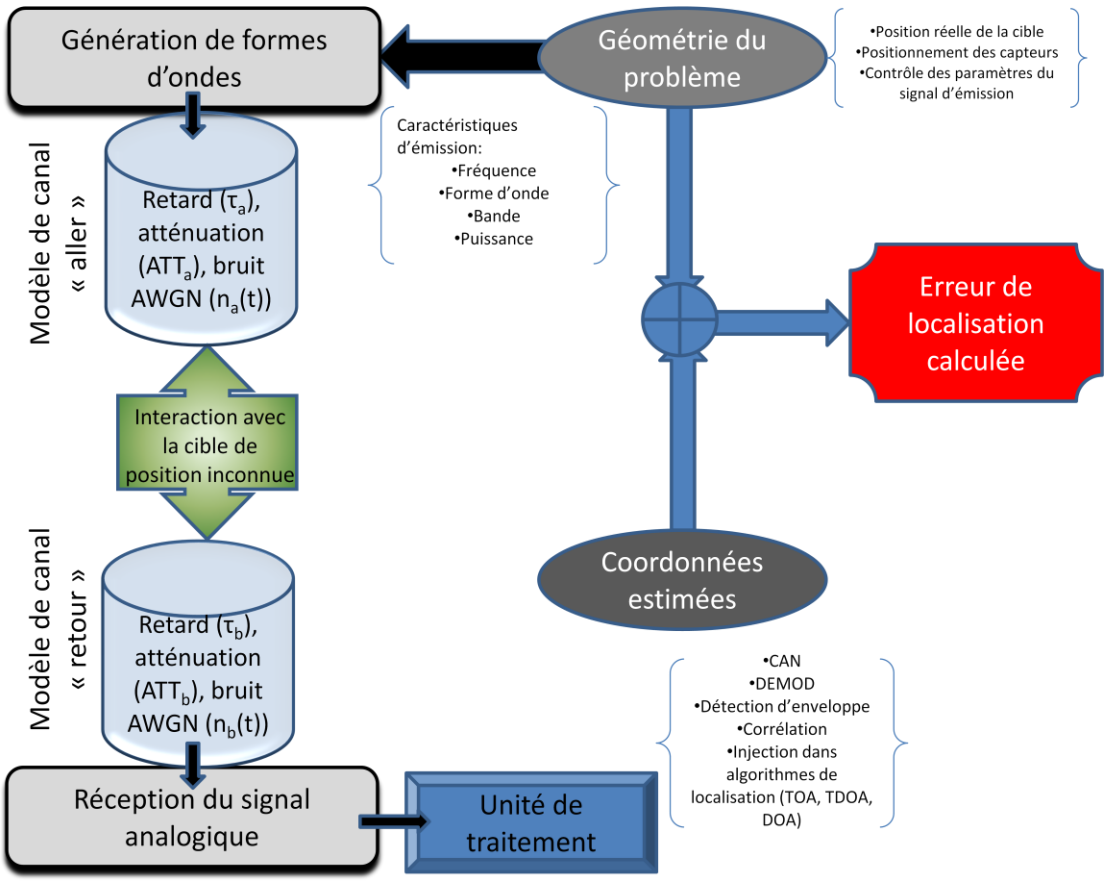


Figure IV.1.a : Logique (organigramme) de l'émission et de la réception pour un radar impulsionnel

- Le signal est émis : les paramètres utilisés pour cette partie seront la forme d'onde (gaussienne), la fréquence de transposition (79 GHz), la fréquence d'échantillonnage (50 Gech/s), le nombre d'impulsions émises (100 par ex.), la position du SRR.
- Le signal est retardé une première fois en fonction de la distance parcourue entre l'émetteur SRR et la cible. Dans nos simulations, la position réelle de la cible est connue. Nous la

comparerons avec la position estimée en sortie du programme de localisation afin de calculer l'erreur de position.

- L'atténuation est introduite en fonction de cette distance parcourue. Nous considérons dans un premier temps une atténuation d'espace libre ; nous introduirons plus loin le canal de propagation et la réflexion sur la chaussée.
- La réflexion sur la cible caractérisée par la surface équivalente radar (SER). Nous considèrerons initialement une réflexion totale sur une cible ponctuelle.
- Le signal est ensuite à nouveau retardé pour revenir aux trois récepteurs répartis le long de la ligne de base.
- L'atténuation subie sur le chemin retour en fonction de la distance cible ponctuelle récepteur considéré.
- Un bruit blanc gaussien ajouté au signal.

Tous les capteurs à l'émission et à la réception sont synchronisés par une fréquence basse. Il s'agit également de la fréquence qui commande la répétition des impulsions en émission. On choisit par exemple le front montant pour déclencher l'émission.

Une fois les signaux d'émission et de réception obtenus, ils sont sauvegardés et traités. La corrélation entre le signal d'émission et de réception au niveau de chaque récepteur permet d'avoir une information sur le temps de vol de chaque impulsion ainsi que sur la distance parcourue estimée. Ces distances sont ensuite injectées dans le ou les modèles de localisation considérés (TOA, TDOA, DOA) pour pouvoir estimer la position de la cible où le signal a subi la réflexion. Cette estimation est comparée avec les positions réelles, mesurées de l'émetteur (x_i, y_i). L'erreur de localisation sur la mesure i est calculée par l'expression : $erreur = \sqrt{\left(x_i^2 - x_{imesuré}^2\right) + \left(y_i^2 - y_{imesuré}^2\right)}$ exprimée en cm ou x_i et y_i sont donc les positions absolues connues de la cible.

La simulation est effectuée en environnement Matlab™ puis, en environnement ADS™ afin d'intégrer plus aisément le canal de propagation et la SER.

II. SOUS-SYSTEME

Nous considérons un SRR frontal ; les capteurs sont distribués sur le pare-chocs avant de façon à couvrir tout le sous-espace devant le véhicule qui sera limité à 30 m en longueur et 10 m en largeur. Le capteur est utilisé en tant que récepteur Rx ou en tant qu'émetteur/récepteur Tx/Rx. Pour les définir nous nous basons sur les modèles d'architectures de blocs radars définis au chapitre II figure II.7. Le type de signal est impulsionnel à 79 GHz. Pour couvrir la distance radiale maximale de 30 m et ne pas

avoir d'ambiguïté, la fréquence de répétition d'envoi des impulsions est fixée à 5 MHz, correspondant à 200 ns, temps nécessaire pour que l'impulsion émise effectue un aller-retour. Les figures IV.1.b et IV.1.c représentent respectivement les modules Tx/Rx et Rx utilisés dans la suite des simulations.

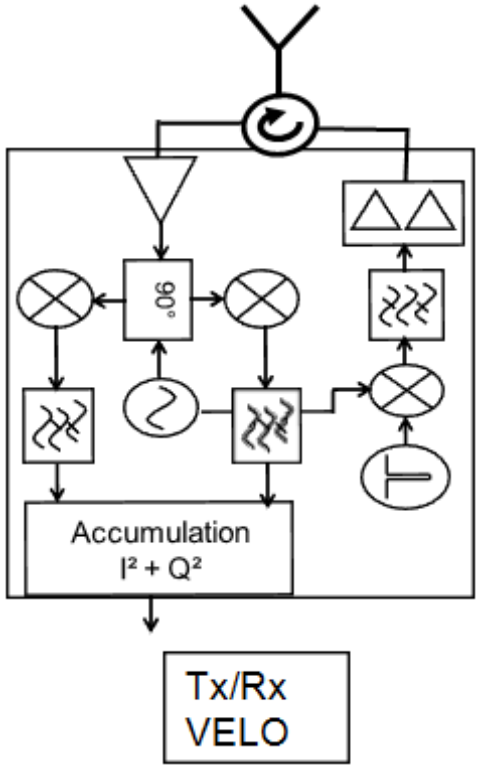


Figure IV.1.b : Module Tx/Rx.

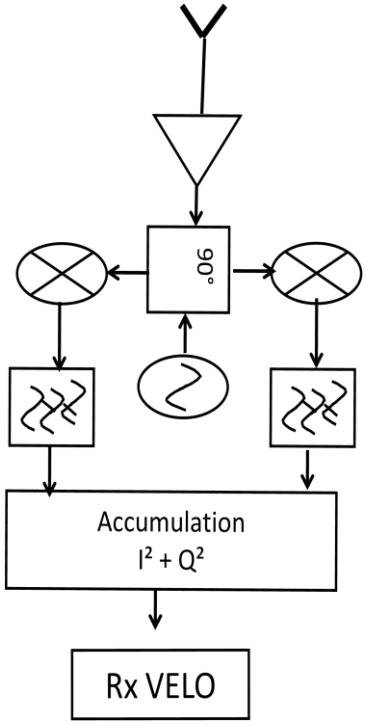


Figure IV.1.c : Module Rx.

II.1. COMPARAISON DE DIFFERENTES TECHNIQUES A BASE DE TEMPS

Dans un premier temps, nous proposons de comparer les différentes techniques de localisation TOA, TDOA, DOA et leurs associations dans un cas idéal sans bruit, avec une fréquence d'échantillonnage importante (25 Gech/s). Nous utilisons également initialement une cible ponctuelle. Cette cible ponctuelle considère que toute l'énergie qui parvient à la cible est renvoyée sans aucune atténuation, quelle que soit l'incidence des signaux. Trois capteurs sont installés sur une surface en 2D. Les simulations seront menées pour plusieurs positions de la cible et pour différents paramètres de simulation. Une fréquence d'échantillonnage de 25 Gech/s est employée. Des impulsions de 330 ps sont utilisées. Nous choisissons initialement une ligne de base de 1,4 m de long. Cette distance est choisie pour donner une approche réaliste par rapport à la longueur d'un pare-choc de véhicule routier. La cible prend différentes positions statiques dans le champ de localisation s'étendant entre 0 m et 30 m radialement, puis entre -5 m et 5 m latéralement par rapport à l'axe central du système. Les figures

IV.2a et IV.2b montrent la configuration choisie avec le rappel du fonctionnement des deux principes TOA et TDOA.

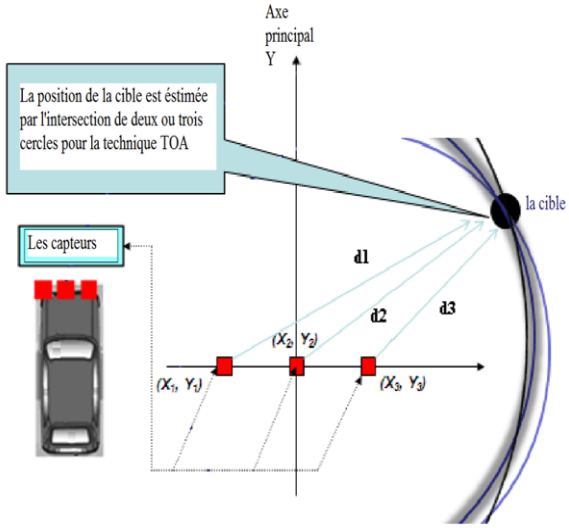


Figure IV.2.a : Système et TOA.

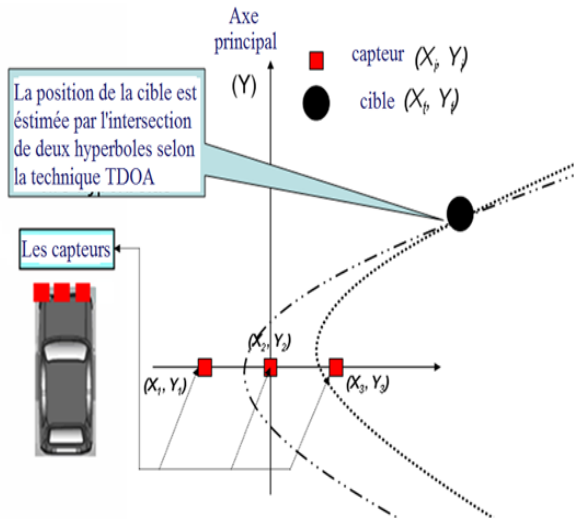


Figure IV.2.b : Système et TDOA.

Afin de pouvoir comparer les différentes techniques dans plusieurs aspects, la figure IV.3 montre l'évolution de l'erreur de localisation de la cible entre 1 m et 30 m avec la technique TOA puis à l'aide de la technique hybride TOA/TDOA. La cible prend deux positions par rapport à l'axe central du système présenté en IV.2.a et IV.2.b. Dans un cas elle est centrée en X = 0 m. Dans l'autre cas elle se situe à l'extrémité droite et gauche et prend les valeurs X = +/- 5 m.

Nous vérifions l'efficacité des techniques de localisation employées.

La précision de la localisation s'avère meilleure en absence de décalage latéral.

Pour des portées comprises entre 1 et 15 m, une technique TOA paraît satisfaisante.

Pour des portées comprises entre 15 m et 30 m, de meilleurs résultats sont obtenus par l'association des techniques TOA et TDOA.

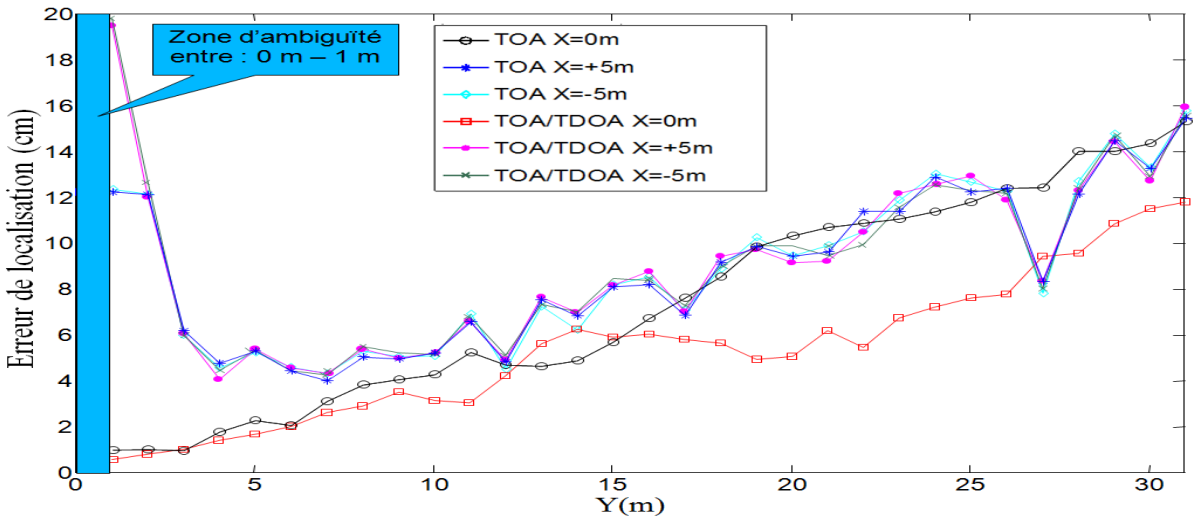


Figure IV.3 : Comparaison des techniques TOA et TOA/TDOA.

Figure IV.4, nous explorons maintenant les courtes portées soit une distance selon Y comprise entre 0 m et 1 m, valeurs non couvertes par la courbe précédente. A courte portée, la technique TOA induit des erreurs très importantes, le lieu des points de localisation issus des mesures des différents capteurs ne se coupant pas nettement, la zone d'intersection des cercles liés à la TOA devient très large. Les résultats obtenus avec une technique hybride TOA/DOA pallient cette difficulté.

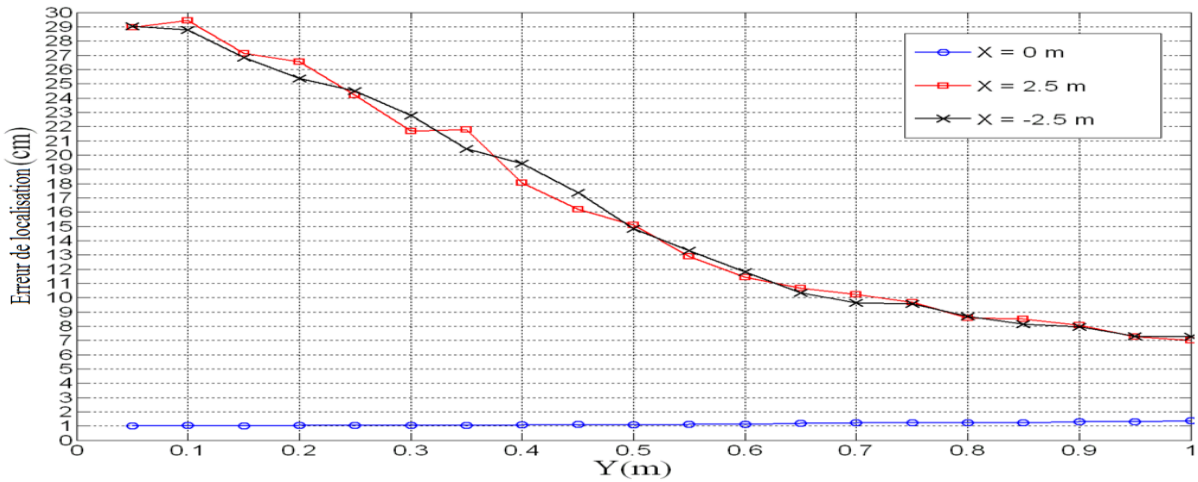


Figure IV.4 : Avantage de la technique TOA/DOA pour les très courtes portées.

En position centrée l'erreur de localisation calculée est très faible.

En position décalée, pour des portées inférieures à 60 cm nous sortons de l'objectif affiché d'une précision de mesure décimétrique.

Le tableau IV.1 résume ces résultats et précise la meilleure technique à employer, ou l'association de techniques à employer selon la portée envisagée.

Correspondance portée/technique			
Portée	0-1 m	1-15 m	15-30 m
Technique	TOA/DOA	TOA	TOA/TDOA

Tableau IV.1 : Correspondance entre portée et technique appropriée.

Ayant identifié l'association optimale de techniques en fonction de la portée, nous nous concentrons maintenant sur l'une d'entre elles : la TOA afin d'évaluer l'impact des paramètres identifiés au chapitre III sur l'erreur de localisation.

II.2. PARAMETRES DE SIMULATION

Ainsi que défini dans la première étape de l'organigramme de la figure IV.1, la première phase consiste à définir le type de signal à utiliser, la distribution des capteurs sur le pare-choc, la fréquence de répétition, la fréquence d'échantillonnage, la largeur d'impulsion, la fréquence de modulation, la technique de démodulation, la corrélation, etc.…

L'étude menée dans les chapitres II et III nous a déjà permis d'identifier certains paramètres de départ. Nous les rappelons ci-dessous :

- Type d'impulsion = gaussienne simple
- Largeur d'impulsion initiale = 330 ps
- Fréquence d'échantillonnage (Fe) = 25 - 50 Gech/s
- Fréquence porteuse = 79 GHz
- Pas de bruit ajouté initialement au niveau de la réception soit un facteur de bruit égal à 0 dB.

II.2.i. NOMBRE DE CAPTEURS SUR LA LIGNE DE BASE

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude du nombre de capteurs nécessaires pour mettre en œuvre efficacement la localisation. Nous utiliserons initialement la technique TOA avec deux capteurs dans la configuration de la figure IV.5. Puis, nous porterons ce nombre à 3 et 5.

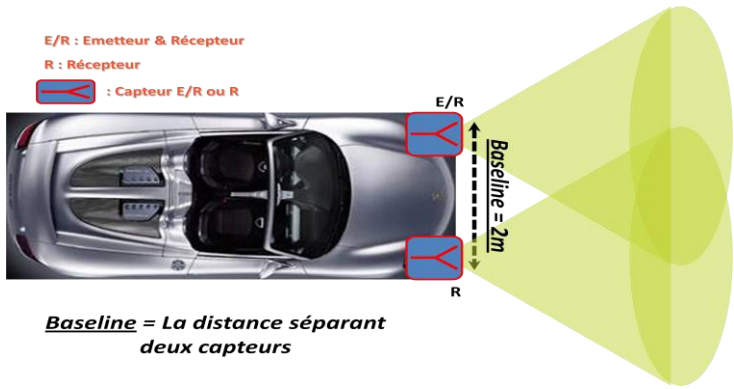


Figure IV.5 : Installation de capteurs sur le pare-choc - Baseline adoptée.

II.2.i. a. SIMULATION TOA - DEUX CAPTEURS

Les capteurs sont installés sur le pare-choc avant espacés d'une distance portée à deux mètres (figure IV.5), qui représente la largeur maximale réaliste sur un véhicule automobile. Un des capteurs est en mode E/R (émission & réception), l'autre est en mode R (réception) seul. Dans le cas étudié figure IV.5, celui de gauche est l'E/R. La figure IV.6 représente la topologie utilisée. Le tableau IV.2 résume les caractéristiques de la simulation.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Source d'erreur jitter
2	gaussienne	330 ps	50 Gech/s	Sans bruit	non

Tableau IV.2 : TOA - deux capteurs.

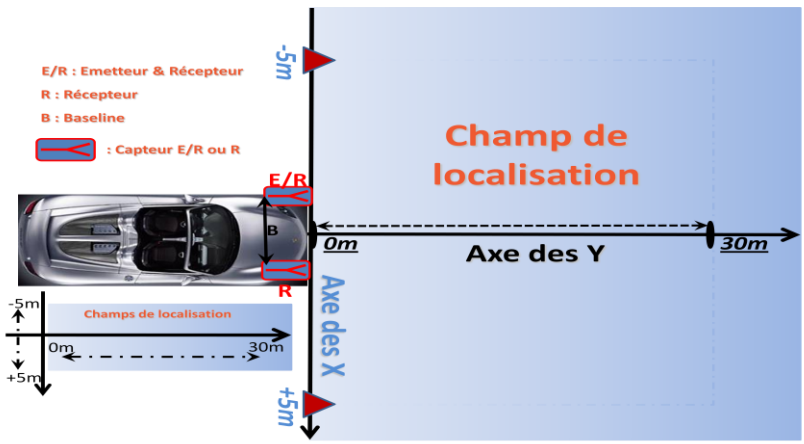


Figure IV.6 : Topologie pour la technique TOA – deux capteurs.

Les résultats de simulation apparaissent figure IV.7. L'évolution de l'erreur de précision de localisation exprimée en cm est présentée en forme de ruban pour tout l'espace du champ de vision et pour toutes les positions possibles de la cible avec un pas d'un mètre en latéral.

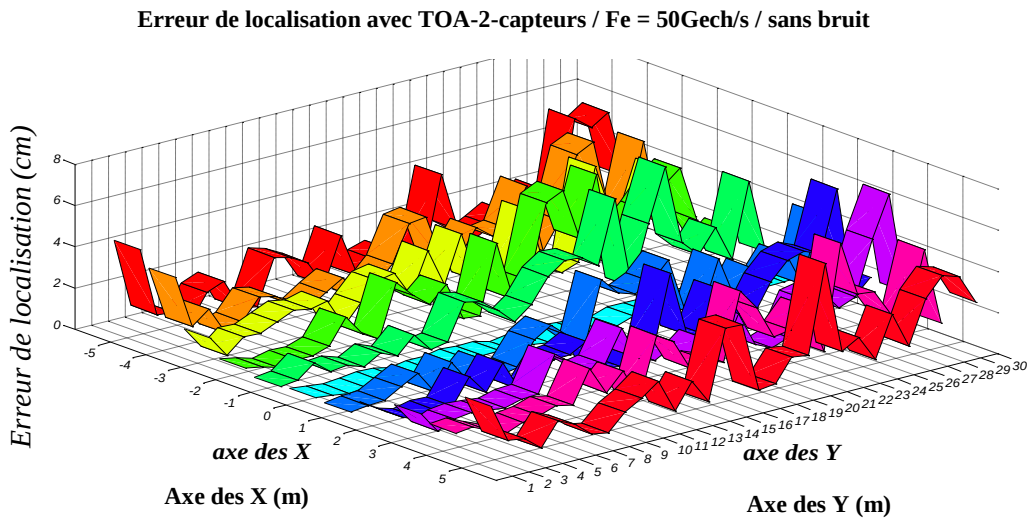


Figure IV.7 : Erreur de localisation avec la technique TOA – deux capteurs.

Ainsi que précédemment, nous remarquons que l'erreur de précision est minimale dans le cas où nous sommes proches de l'axe principal du système (X = 0 m). Une légère différence de précision est observée entre les demi-espaces droit et gauche par rapport à X = 0 m que nous analysons plus en détail maintenant.

La figure IV.8 illustre l'évolution de la précision de localisation en variant X de -5m à +5m pour quelques valeurs particulières de Y.

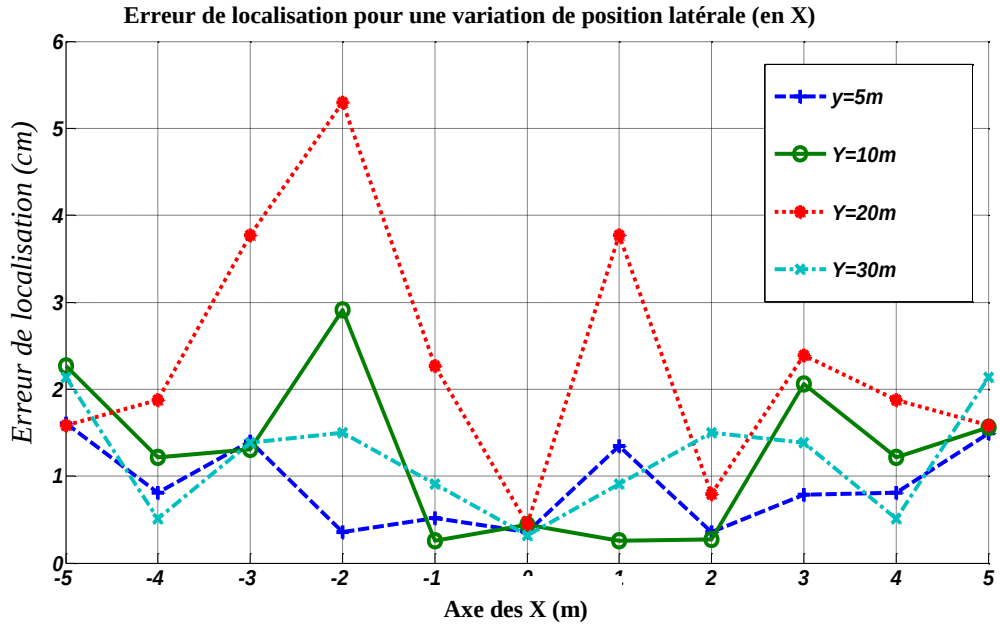


Figure IV.8 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale.

Nous remarquons que l'erreur de localisation ne dépasse pas les 6 cm, mais s'avère variable entre les côtés gauche et droit de l'axe principal. Ceci est dû au fait que la précision de calcul de la distance entre les capteurs et la cible est plus élevée pour le capteur gauche (E/R) que pour celui de droite qui prend le capteur E/R en référence. En pratique, si on commet une erreur de mesure sur le capteur E/R, cette erreur sera ajoutée à celle du capteur R pour induire cette dissymétrie de précision de mesure.

La figure IV.9 précise à nouveau ce point et présente l'erreur de localisation obtenue en fonction de la position radiale pour cinq valeurs de position latérale. Nous remarquons que plus on s'éloigne de l'axe du système radialement et latéralement, moins on obtient de précision. Cette situation ressemble au cas où la cible est lointaine et la distance radar est très grande par rapport à la longueur de la ligne de base. Ceci engendre des erreurs supplémentaires en termes de précision de localisation.

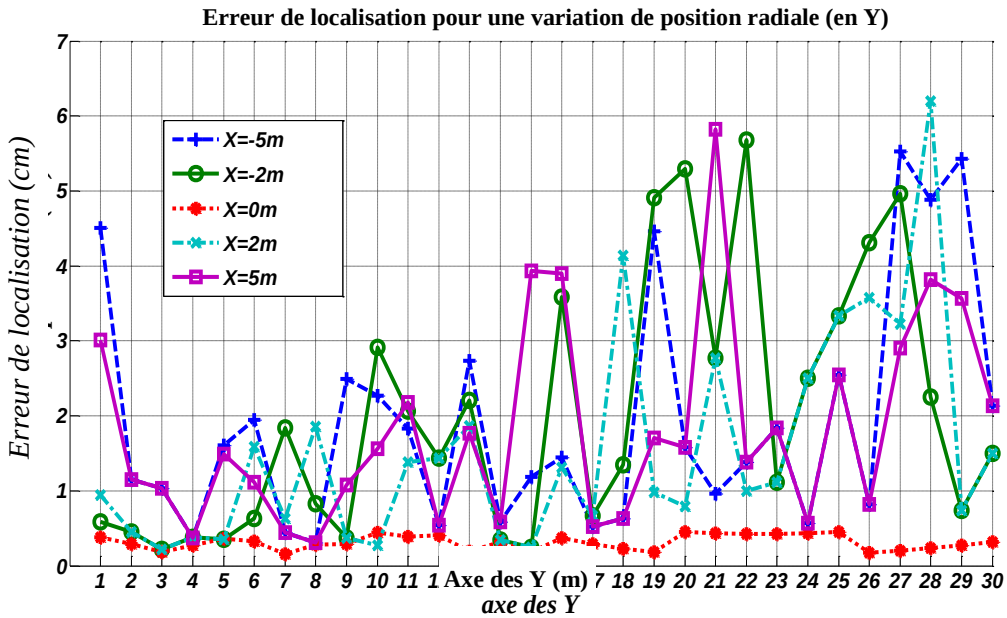


Figure IV.9 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale.

En résumé, dans ce premier scénario, le capteur 1 émet un signal vers la cible. Les signaux reçus au niveau des deux capteurs 1 et 2, après réflexion sur la cible, sont détectés et démodulés puis corrélés avec la forme d'onde de référence pour exploiter le temps de vol, ce qui donnera deux mesures TOA différentes. Dans cette partie, les conditions de simulation sont quasi idéales. Nous obtenons donc des résultats corrects en termes de précision de localisation et nous respectons le cahier des charges SRR. On remarque toutefois qu'il n'y a pas de symétrie de localisation par rapport à l'axe du système de localisation. Dans la section suivante, nous évaluerons la précision de localisation obtenue en augmentant ce nombre de capteurs.

II.2.i. b. SIMULATION TOA - TROIS CAPTEURS

Dans cette partie, nous utilisons trois capteurs distribués également sur le pare-choc devant le véhicule. Ces trois capteurs sont distribués symétriquement avec une distance Baseline (B = 2 m). Le capteur central est en mode E/R, les deux autres sont en mode R seulement. La topologie choisie [2] est illustrée figure IV.10 et les caractéristiques du signal utilisé sont données par le tableau suivant :

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Source d'erreur jitter
3	gaussienne	330 ps	50 Gech/s	Sans bruit	Non

Tableau IV.3 : TOA - trois capteurs.

Le signal est cette fois émis depuis le capteur E/R central puis récupéré sur les trois capteurs après réflexion sur la cible ponctuelle.

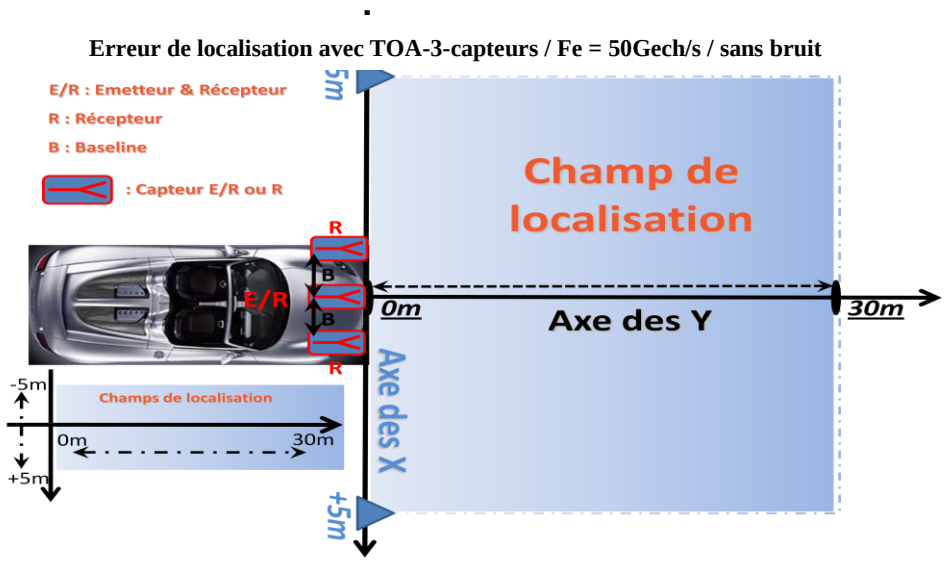


Figure IV.10 : Topologie pour la technique TOA – trois capteurs.

L'erreur de précision en fonction de la distance radiale (entre -5m à +5m) et latérale (entre 0 m et 30 m) est donnée figure IV.11. Nous remarquons que la précision évolue d'une façon linéaire quand la cible s'éloigne des capteurs et que cette fois il existe, pour les portées les plus importantes, une symétrie de dégradation de l'erreur de précision par rapport à l'axe central du véhicule.

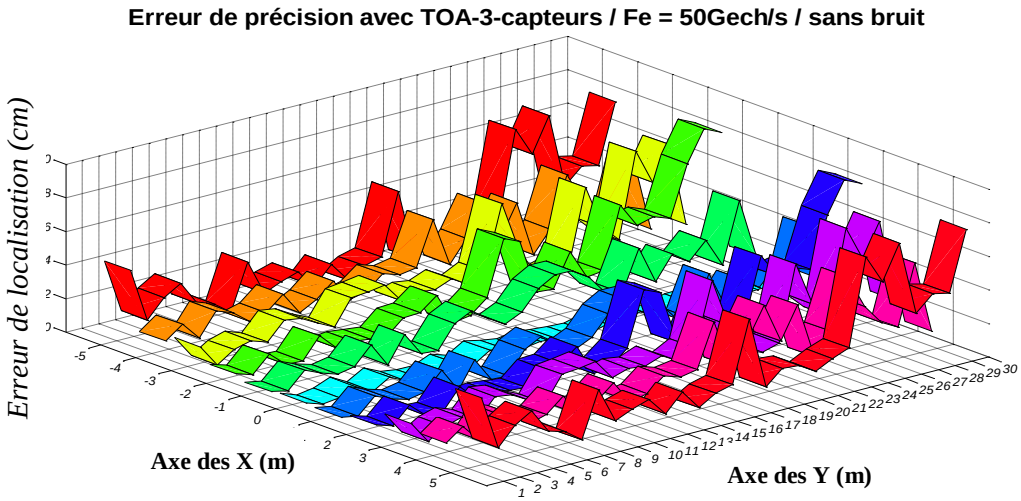


Figure IV.11 : Erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs.

La figure IV.12 illustre l'erreur de précision en fonction de la position latérale pour quelques positions particulières en Y. L'erreur de précision augmente au fur et en mesure que la position en Y augmente. Ceci est à nouveau visible figure IV.13 dans laquelle l'erreur est calculée en fonction de la distance radiale, pour plusieurs valeurs de X.

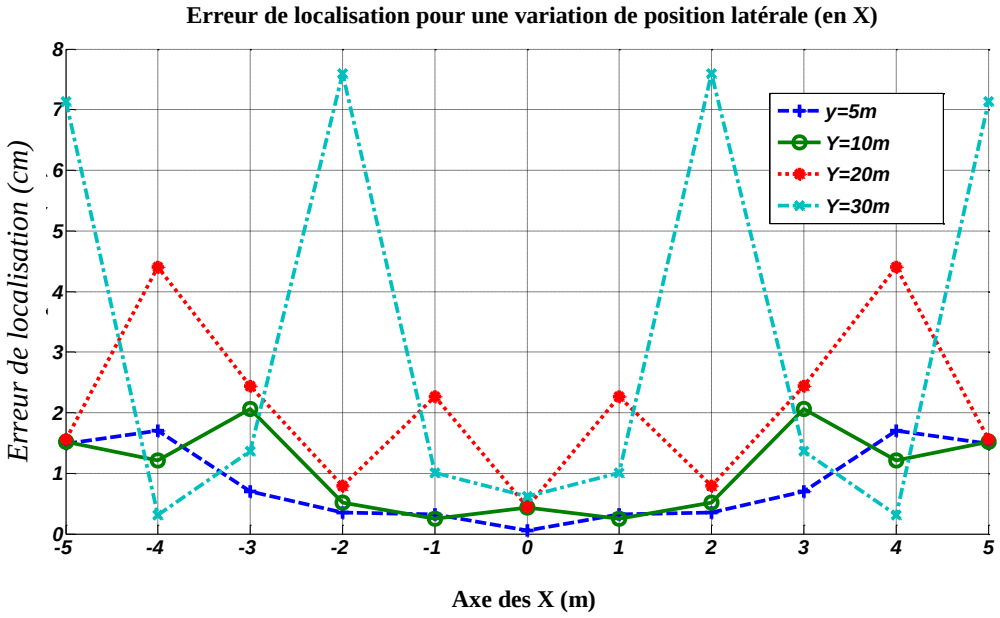


Figure IV.12 : Erreur de localisation pour une variation de position latérale.

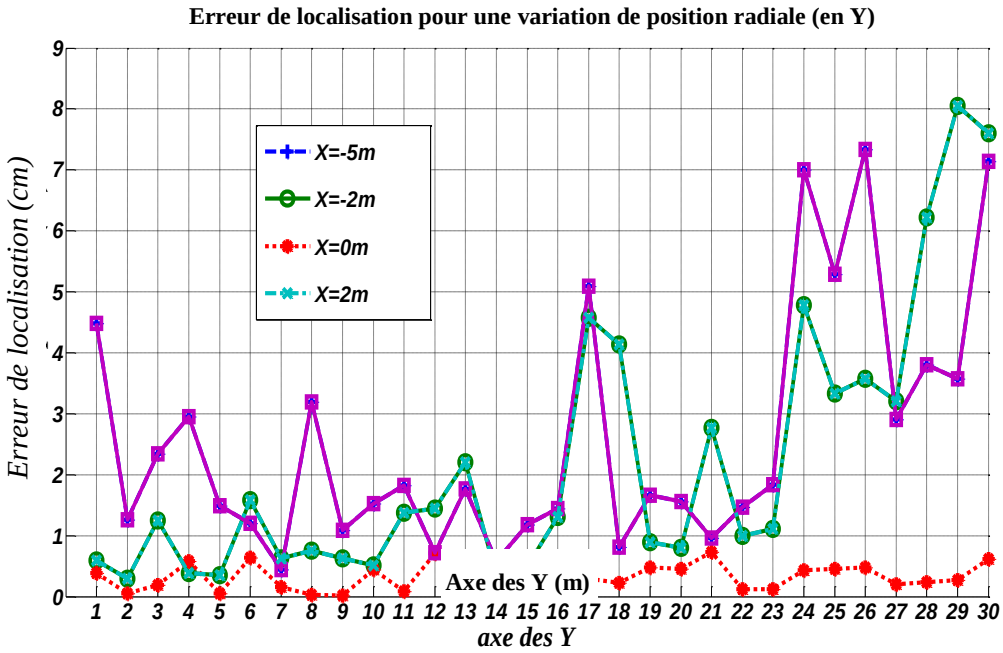


Figure IV.13 : Erreur de localisation pour une variation de position radiale.

En comparant les résultats de simulations avec deux et trois capteurs, nous remarquons que nous obtenons pratiquement le même ordre de grandeur de précision. La seule différence visible réside dans la symétrie des résultats, l'erreur de précision s'avérant pratiquement identique pour deux cibles ayant la même ordonnée et deux abscisses opposées dans le cas de trois capteurs.

Nous remarquons également une variation de l'erreur de précision avec une certaine fluctuation pour l'ensemble des positions de capteurs. Ceci est dû à la combinaison de la position du capteur, de la position de la cible et de la longueur de la ligne de base. L'erreur de précision augmente en fonction de la portée. Ainsi pour une cible à 5 m, l'erreur ne dépasse pas 2 cm. Pour une cible située à 30 m l'erreur peut atteindre 7 cm (figures IV.12 – IV.13).

Dans ces simulations, en absence de bruit, il n'est pas nécessaire de répéter l'opération de calcul de précision plusieurs fois pour converger vers une valeur stable.

Suite à ces différentes simulations, nous pouvons conclure que trois capteurs sont nécessaires et suffisants pour assurer une localisation avec une bonne précision. Etudions toutefois le cas d'utilisation de 5 capteurs en disposant deux capteurs intermédiaires sur le pare-chocs, au centre des demi-plans en X droit et gauche. Cette disposition devrait optimiser la précision pour les portées très proches. Ceci permettrait par exemple d'améliorer la fonction d'aide au stationnement.

II.2.i. c. SIMULATION A CINQ CAPTEURS ET FAIBLE PORTEE

Le tableau IV.4 donne les paramètres de ces simulations.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Nombre d'itérations	Source d'erreur jitter
3 capteurs 5 capteurs	gaussienne	330 ps	50 Gech/s	Sans bruit	1	non

Tableau IV.4 : Paramètres pour l'étude des lignes de base.

Cette fois, la variation radiale de la position de la cible est seulement prise en compte pour X = 0 m et une portée allant de 10 cm à 1 m.

Nous présentons figures IV.14 les résultats de simulation obtenus en comparant une disposition à trois capteurs et une disposition à 5 capteurs.

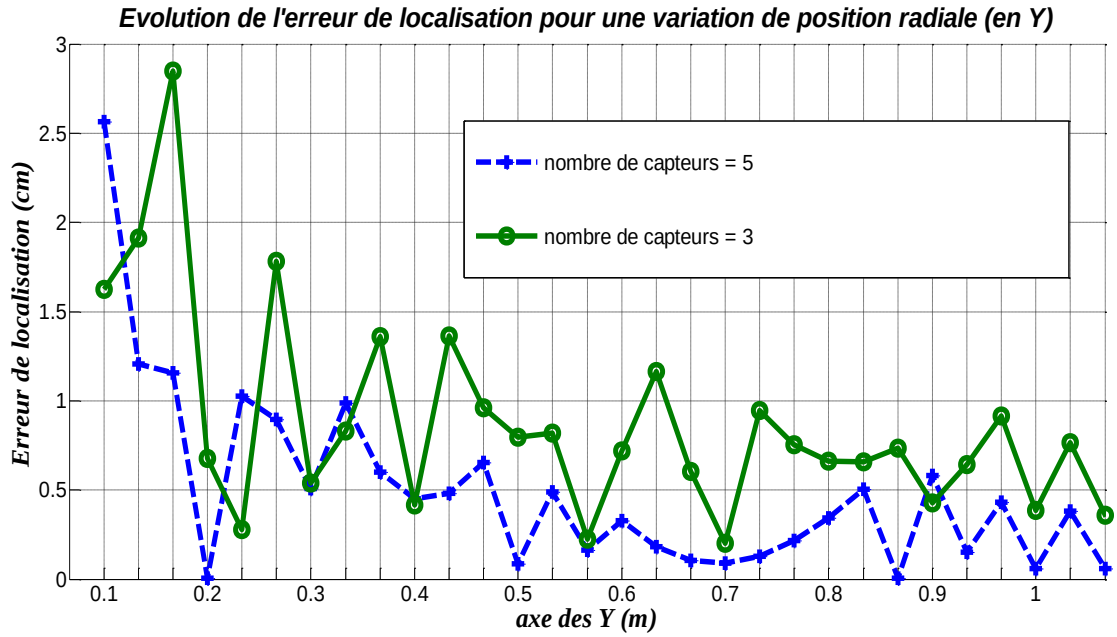


Figure IV.14 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) allant de 10 cm à 1 m pour X = 0 m.

En pratique dans ce modèle, pour considérer une configuration à trois capteurs, nous éliminons les informations issues des intermédiaires ajoutés. Figure IV.14, à courte portée, nous remarquons une amélioration de la précision de localisation obtenue avec cinq capteurs. L'utilisation de cinq capteurs est cependant économiquement plus pénalisante mais permet de couvrir plus efficacement les zones les plus proches de la cible. Nous revenons par la suite à une configuration de base à trois capteurs.

Etudions maintenant l'impact de la forme d'onde sur l'erreur de précision obtenue dans notre configuration de base.

II.2.ii. CHOIX DE LA FORME D'ONDE

Nous évaluons maintenant différentes formes d'onde. La forme d'onde gaussienne a été déjà choisie dans le chapitre III mais il semble judicieux de comparer celle-ci à d'autres impulsions en termes de variation de l'erreur de précision de localisation. Les différentes simulations sont effectuées en utilisant la technique TOA sans, puis avec ajout de BBAG.

Simulation TOA avec différentes formes d'onde

Les différents paramètres utilisés dans nos simulations sont donnés par le tableau IV.5. Dans le cas de figure sans ajout de bruit, la variation de l'erreur de position en fonction de la position latérale et radiale pour les trois formes d'onde est représentée figures IV.15 et IV.16.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Source d'erreur jitter
3	Gaussienne Monocycle Dérivée seconde Sinus cardinal Sinus cardinal à bande limitée Sinus cardinal carré	330 ps	50 Gech/s	Sans bruit	Non

Tableau IV.5 : Formes d'ondes considérées.

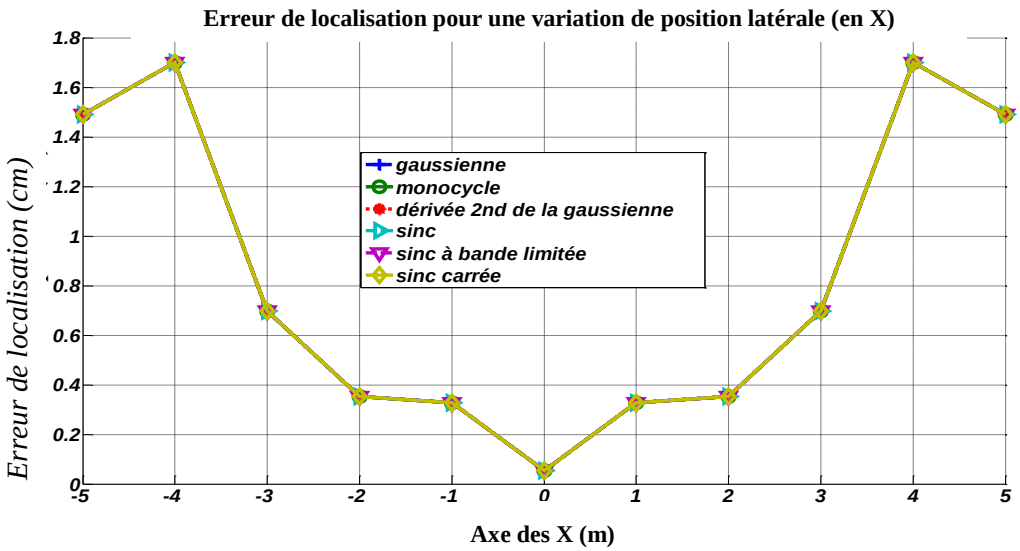


Figure IV.15 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale en X pour Y = 5 m.

Nous remarquons que l'erreur de localisation est identique quelle que soit la forme d'onde choisie. Ceci est dû au fait que nous avons un cas idéal, sans ajout du bruit, le maximum de corrélation est positionné idéalement.

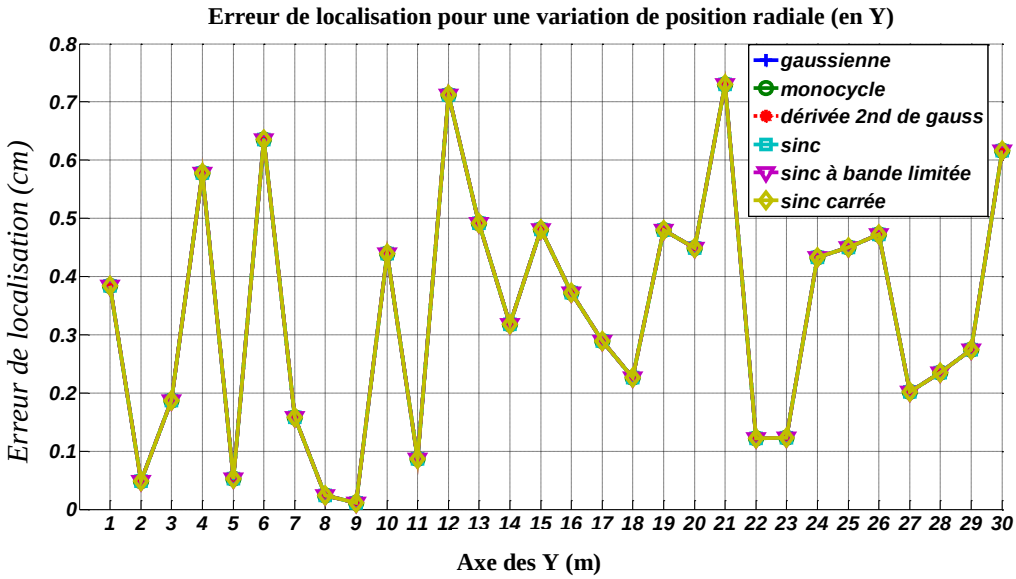


Figure IV.16 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale en Y pour X = 0 m.

Comme nous ne pouvons pas distinguer les performances de ces formes d'onde en absence de bruit, nous avons relancé ces simulations en présence de bruit. Nous utilisons la même fréquence d'échantillonnage de 50 Gech/s, la même durée d'impulsion, un bruit blanc gaussien avec un SNR de 5 dB et un nombre d'itérations limité à 50. Les différents paramètres de la simulation sont donnés dans le tableau IV.6 suivant.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Source d'erreur jitter
3	Gaussienne Monocycle Dérivée seconde Sinus cardinal Sinus cardinal à bande limitée Sinus cardinal carrée	330 ps	50 Gech/s	5 dB 50 itérations	Non

Tableau IV.6 : TOA – formes d'ondes.

La figure IV.17 présente l'évolution de l'erreur de localisation en mode « ruban » pour les différentes formes d'onde.

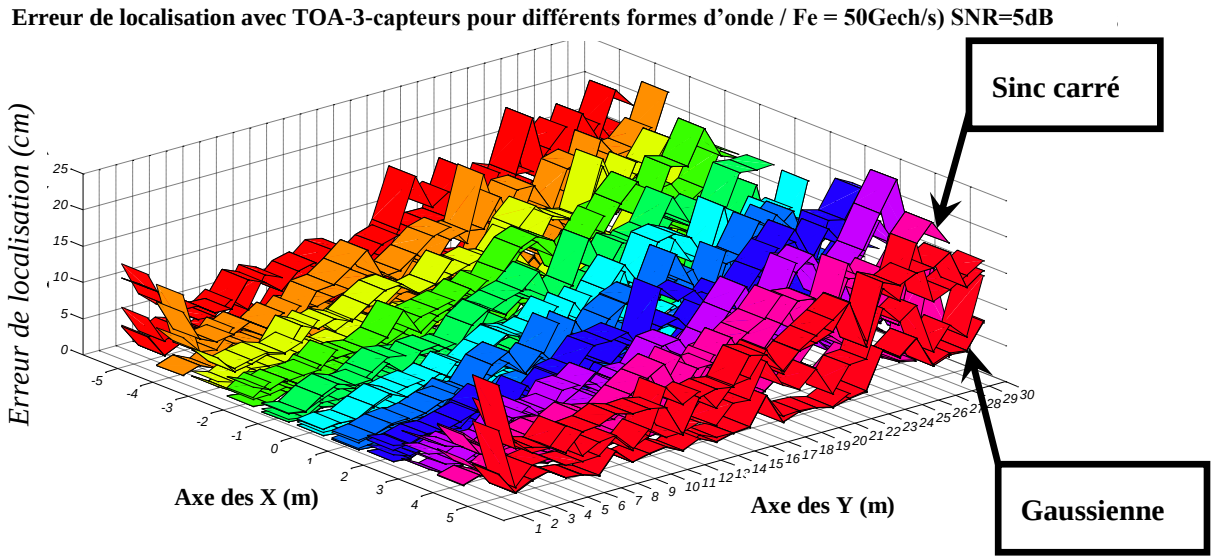


Figure IV.17 : Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs pour différentes formes d'onde.

Nous remarquons un empilement de plusieurs rubans avec des différences, cette fois significative, pouvant atteindre de 5 cm à 10 cm. L'erreur de localisation dépend cette fois de la forme d'onde employée. Cette représentation globale ne permet cependant pas de choisir aisément la forme d'onde la plus adaptée à notre système. Pour ceci un cas particulier (Y = 5 m) est pris en compte lors d'une variation latérale de la position (figure IV.18) puis un autre cas (X = 0 m) pour une variation radiale (figure IV.19).

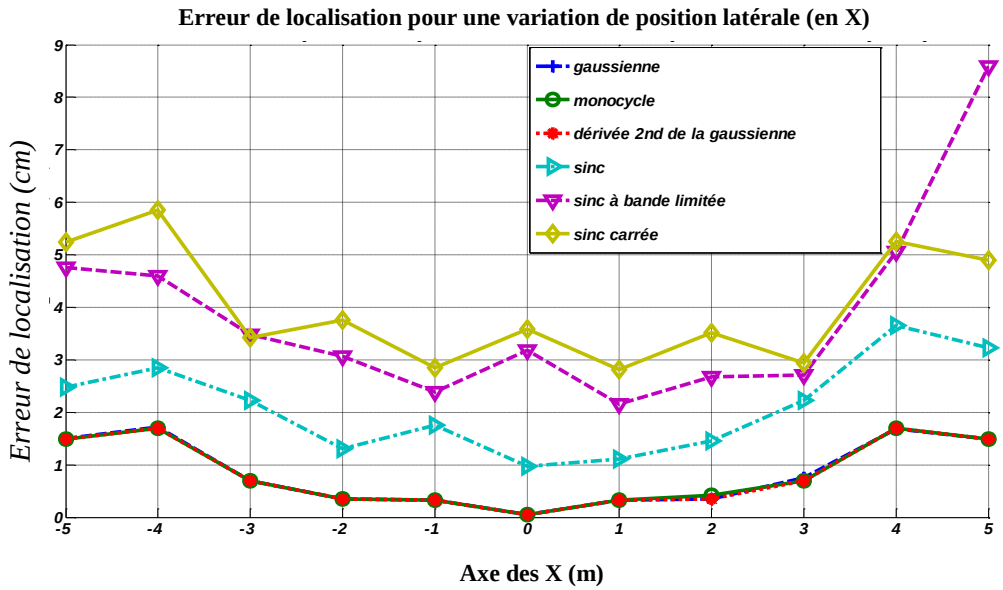


Figure IV.18 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m.

Nous obtenons que l'erreur de localisation est nettement minimisée pour la gaussienne et pour ses dérivées première et seconde par rapport à l'impulsion Sinc et ses dérivées.

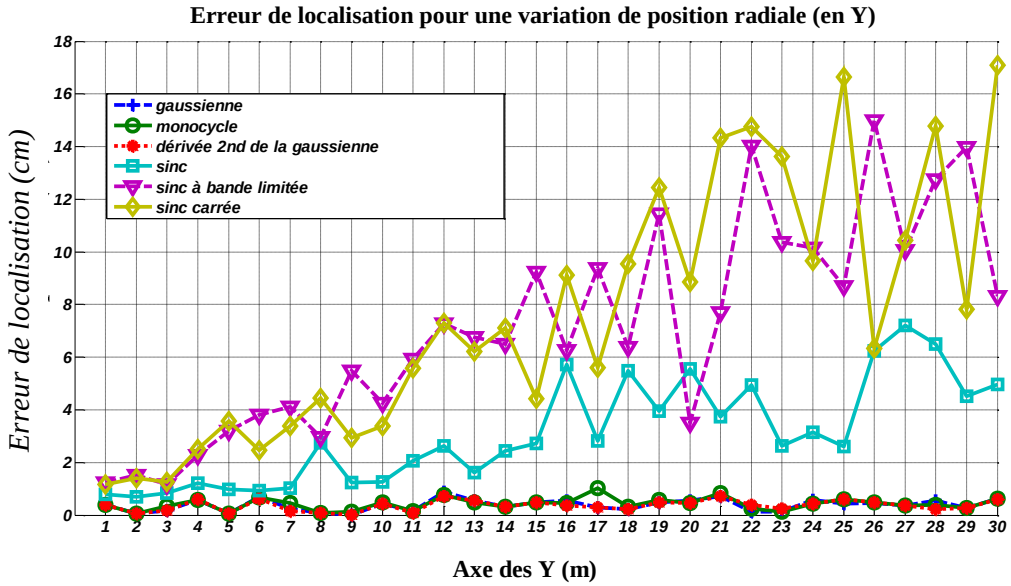


Figure IV.19 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m.

La figure IV.19 représente l'évolution en Y pour une abscisse nulle (X = 0), cible centrée sur l'axe principal du véhicule. Nous pouvons remarquer à nouveau une nette différence entre ces différentes formes d'onde, notamment lorsque la portée augmente.

Nous concluons que l'impulsion gaussienne classique et ses dérivées présentent de bons résultats en termes d'erreur de localisation par rapport à l'impulsion Sinc et ces dérivées. Nous pouvons donc choisir une de ces formes d'onde gaussienne selon les contraintes de DSP ou de génération.

Dans la suite de nos simulations, nous choisirons désormais l'impulsion gaussienne afin de générer le signal ULB. Cette forme d'onde a aussi été adoptée dans la majorité des systèmes ULB pour la raison de simplicité de génération. Etudions maintenant l'évolution de l'erreur de localisation en fonction de la durée de l'impulsion.

II.2.iii. VARIATION DE LA DUREE D'IMPULSION

Simulation TOA avec différentes largeurs d'impulsion

Après avoir fixé la forme d'onde « gaussienne simple » pour toutes les simulations qui suivront, nous étudions maintenant la variation de l'erreur de précision en fonction de la largeur de l'impulsion. Afin de quantifier l'erreur due à la largeur de position nous avons choisi pour chaque cas de largeur d'impulsion envisagé une fréquence d'échantillonnage proportionnelle de façon à disposer de 10 échantillons par durée d'impulsion. Nous définissons donc le pas d'échantillonnage à 10% de la

largeur d'impulsion. Cette condition nous permet d'évaluer l'erreur de localisation de manière plus objective. Le tableau IV.7 précise nos nouveaux paramètres.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Nombre d'itérations	Source d'erreur jitter
3	gaussienne	Variable de 200 ps à 500 ps	variable	Sans bruit	1	non

Tableau IV.7 : Impact de la durée d'impulsion élémentaire.

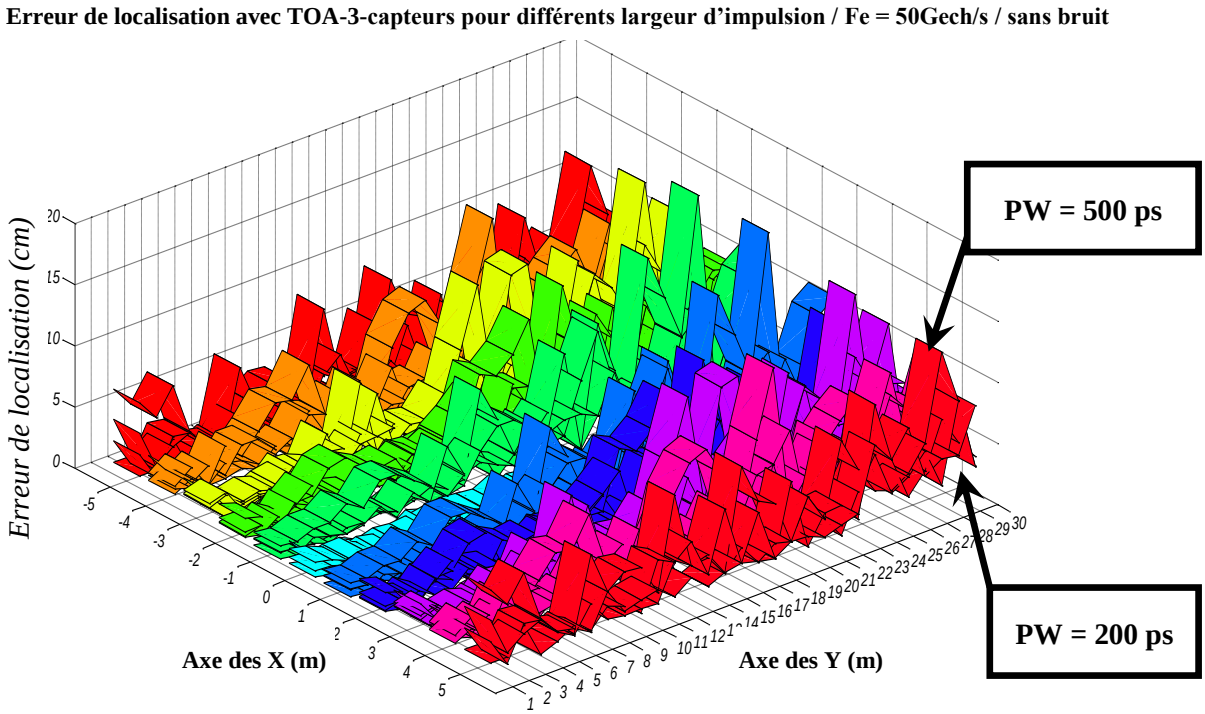


Figure IV.20 : Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs pour différentes largeurs d'impulsion et fréquences d'échantillonnage associées.

Les figures IV.20 et IV.21 illustrent les résultats de la simulation pour X = 0 m et Y = 5 m pour les deux variations latérales et radiales successivement.

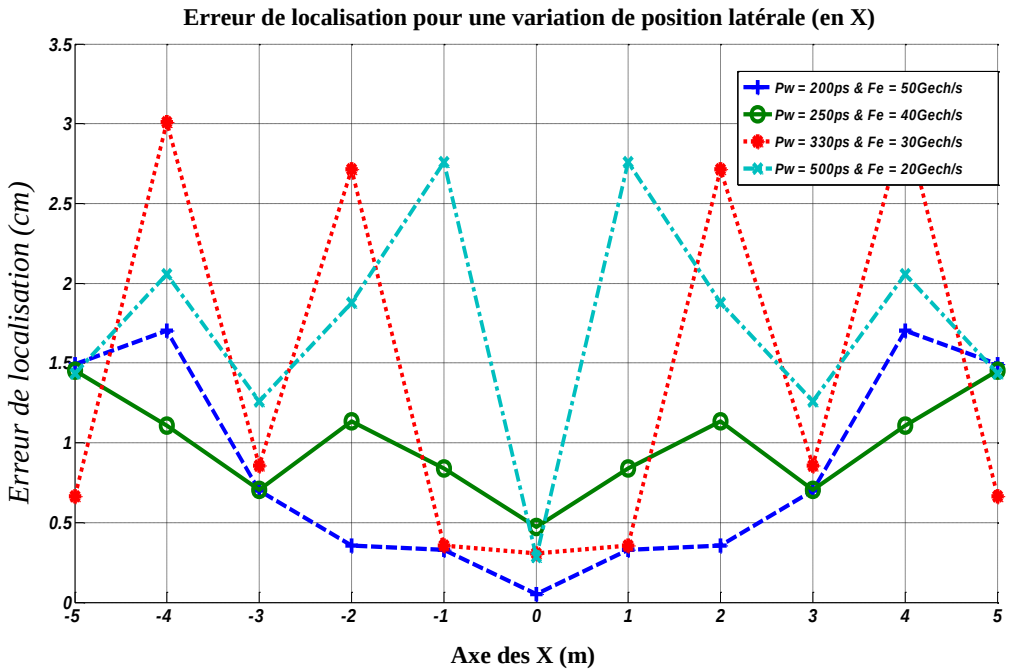


Figure IV.21: Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m.

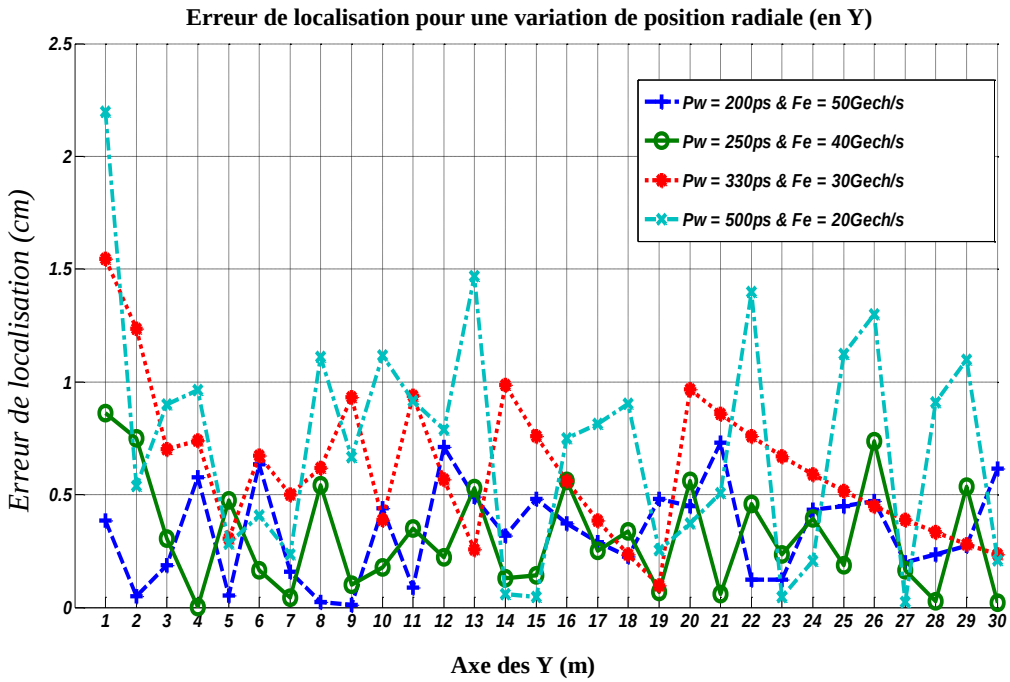


Figure IV.22 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 5 m.

Quatre différentes largeurs d'impulsion (PW = Pulse Width) sont utilisées. Elles apparaissent dans le tableau IV.8.

Largeur d'impulsion	Fe	Bande occupée
200 ps	50 Gech/s	5 GHz
250 ps	40 Gech/s	4 GHz
330 ps	30 Gech/s	3 GHz
500 ps	20 Gech/s	2 GHz

Tableau IV.8 : Largeurs d'impulsion considérées.

Nous obtenons logiquement que la précision est d'autant meilleure que la bande exploitée est large et les impulsions brèves. 330 ps constitue cependant une durée élémentaire d'impulsion compatible avec l'objectif fixé, la bande occupée, limitant le potentiel d'interférence hors bande, notamment avec la bande LRR 76 – 77 GHz connexe. La partie suivante sera consacrée à l'évaluation de l'erreur de précision en fonction de la distance séparant les capteurs.

II.2.iv. CHOIX DE LA DISTANCE SEPARANT LES CAPTEURS (BASELINE)

Simulation TOA pour différentes lignes de base

Après avoir figé la largeur d'impulsion à 330 ps, la forme d'onde gaussienne et l'emploi de trois capteurs pour le système de localisation, nous étudions à présent le paramètre longueur de la ligne de base, soit la distance séparant les capteurs. Cette distance joue un rôle important dans la précision de localisation sachant que nous serons limités à une distance maximale inter capteurs de 1 m pour distribuer nos 3 capteurs de façon symétrique sur le pare-chocs du véhicule.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR	Nombre d'itérations	Source d'erreur jitter
3	gaussienne	330 ps	50 Gech/s	Sans bruit	1	non

Tableau IV.9 : Paramètres pour l'étude des lignes de base.

Les figures IV.23, IV.24 et IV.25 présentent les résultats de simulation pour 4 longueurs de ligne de base successives (1 m ; 2 m ; 3 m ; 4 m). Les deux premières sont mécaniquement compatibles avec la largeur d'un pare-chocs (jusqu'à 2 m), les deux dernières sont étudiées à titre d'exemples. Les paramètres de la simulation sont données tableau IV.9.

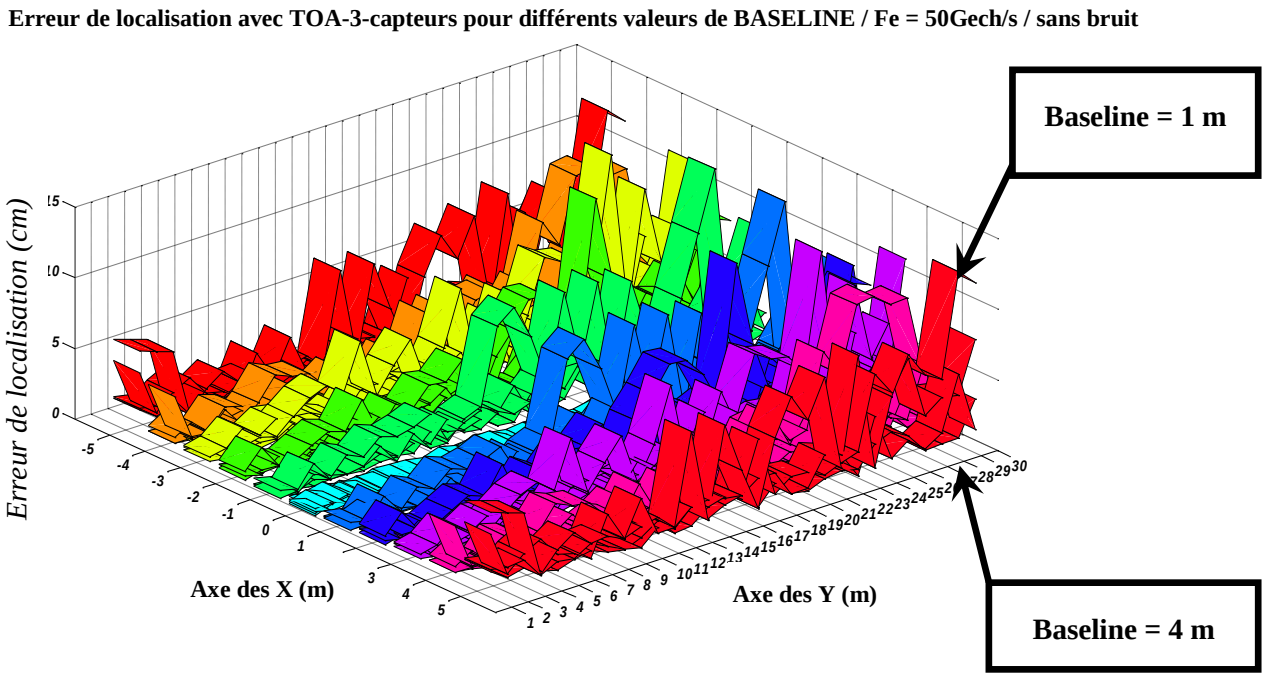


Figure IV.23 : Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA pour différentes valeurs de ligne de base.

Figure IV.23, pour des décalages latéraux faibles et à faible portée, les résultats sont peu différents en fonction de la longueur de la ligne de base. Aux faibles portées, la ligne de base la plus courte (1 m) fournit la meilleure précision lorsque le décalage latéral selon l'axe Y est important (cf. étude à cinq capteurs). Aux plus grandes portées (> 5m), la ligne de base de longueur maximale (4 m) procure la meilleure précision.

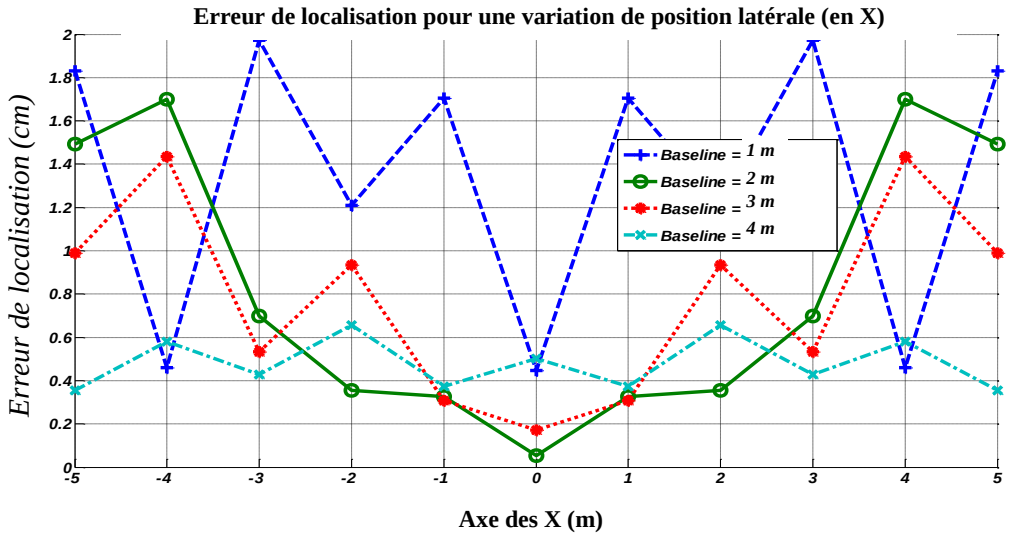


Figure IV.24 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m.

La figure IV.24 confirme ces résultats. Pour une cible située à une portée de 5 m, en déplaçant latéralement la cible, on obtient la meilleure précision pour une ligne de base de longueur maximale (4 m). Pour une position centrée, la figure IV.25 confirme que la longueur de la ligne de base ne possède pas beaucoup d'impact et que la précision obtenue est toujours très bonne.

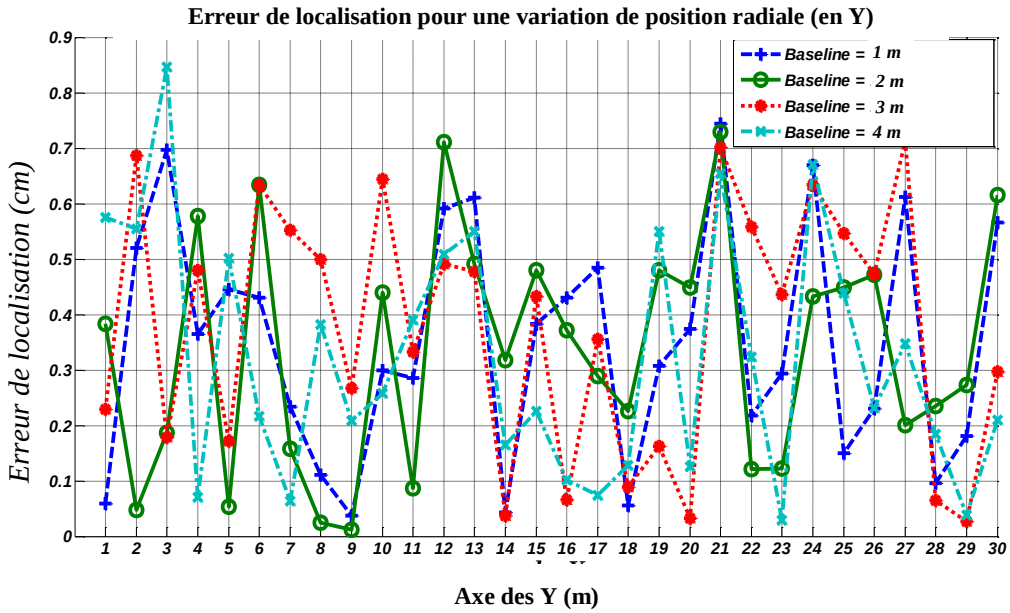


Figure IV.25 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m.

Figure IV.26, à la portée maximale envisagée, l'intérêt d'une grande ligne de base apparait très nettement.

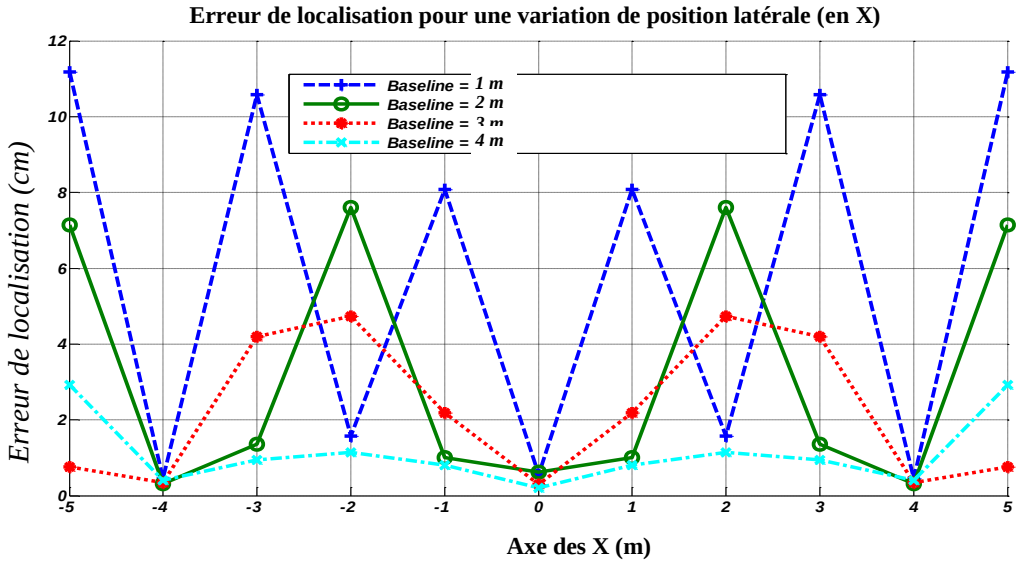


Figure IV.26 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 30 m.

II.2.v.IMPACT DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

Nous avons montré chapitre III que la fréquence d'échantillonnage constitue un paramètre important pour la localisation. Dans cette section, nous faisons varier la fréquence d'échantillonnage afin d'évaluer son impact sur la précision de localisation. Nous démarrerons avec une fréquence d'échantillonnage de 10 Gech/s pour atteindre 55 Gech/s, par pas de 15 Gech/s. Les paramètres utilisés sont précisés tableau IV.10.

Simulation TOA avec différentes valeurs Fe

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage Gech/s	Signal sur bruit SNR	Nombre d'itérations	Source d'erreur jitter
3	gaussienne	330 ps	Variable : 10, 25, 40, 55	Sans bruit	1	non

Tableau IV.10 : Paramètres pour l'étude de la fréquence d'échantillonnage.

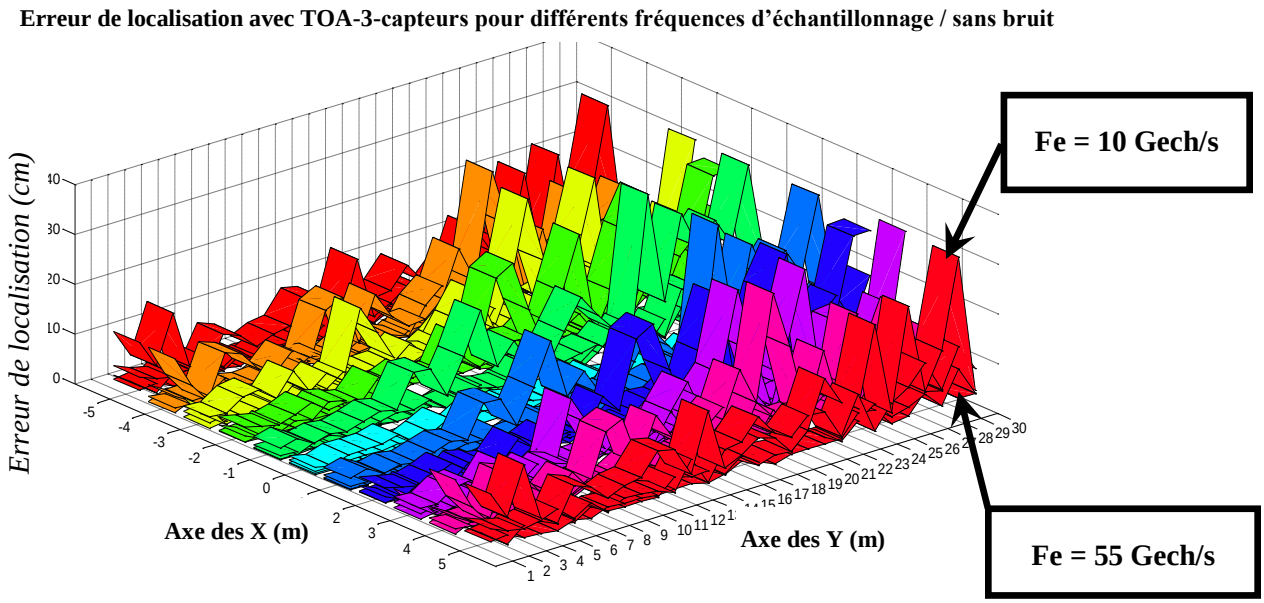


Figure IV.27 : Evolution de l'erreur de localisation en fonction de la fréquence d'échantillonnage.

Figure IV.27 nous remarquons que nous obtenons globalement la même évolution de précision de localisation et que celle-ci s'accroît lorsque la fréquence d'échantillonnage croît [3]. Comme nous l'avons fait pour les paramètres précédents, sur les figures suivantes IV.28 et IV.29 nous observons localement plus en détail ces performances pour une position centrée, en fonction de la portée puis à une portée constante de 5 m en fonction du décalage latéral de la cible.

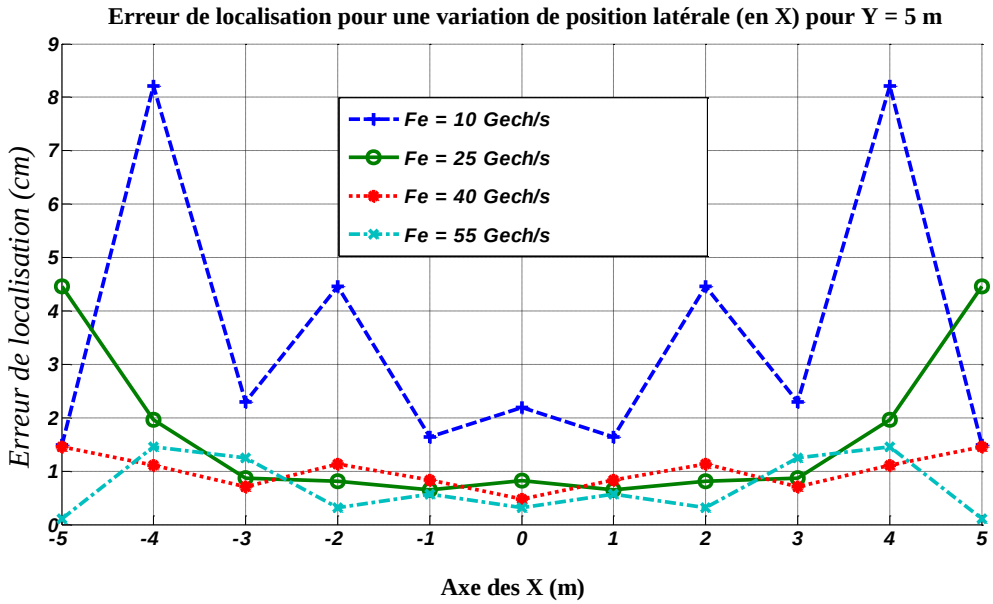


Figure IV.28 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m.

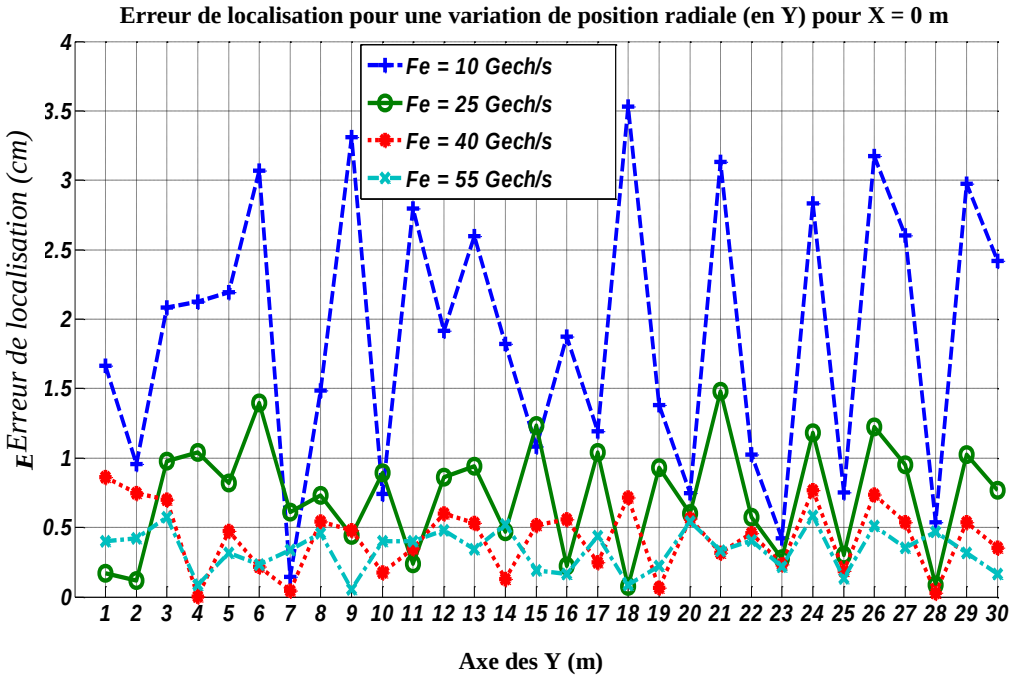


Figure IV.29 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m.

On obtient une variation assez significative des performances entre 10 Gech/s et 25 Gech/s, les courbes se resserrent ensuite fortement aux plus hautes fréquences d'échantillonnage.

Nous proposons maintenant de considérer deux cas de figure extrêmes supplémentaires en prenant un cas de figure à portée maximale de 30 m, en fonction du décalage latéral en X (figure IV.30) et, figure IV.31, le cas d'un décalage latéral maximum (X = - 5 m) en fonction de la portée Y.

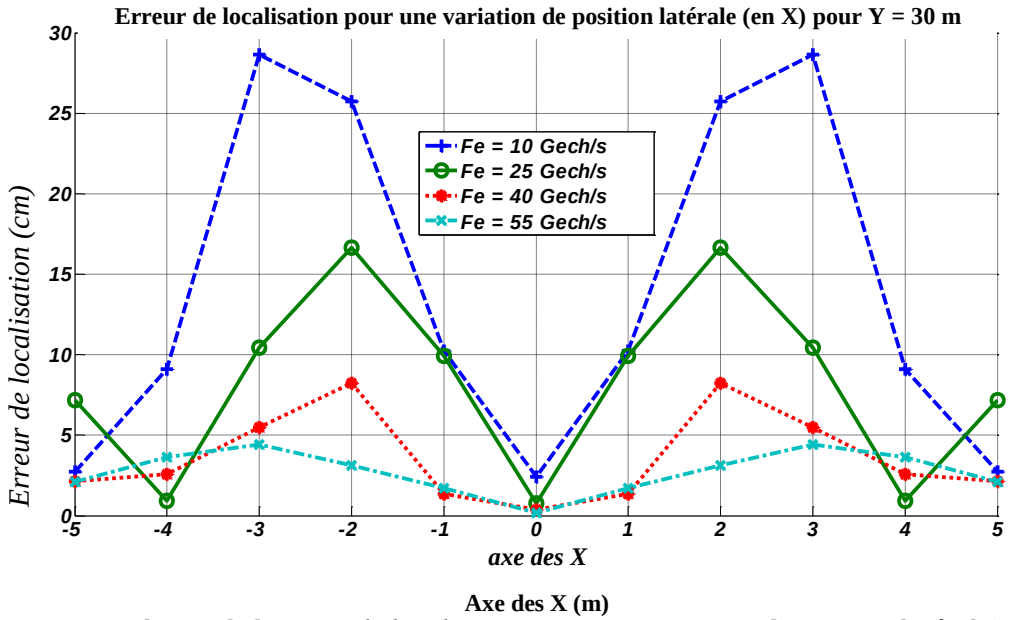


Figure IV.30 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latéral (en X) pour Y = 30 m.

Nous remarquons figure IV.30 que la limite de précision de 10 cm fixée par le cahier des charges est dépassée pour une Fe = 10 Gech/s bien que notre cas de figure soit idéal par ailleurs.

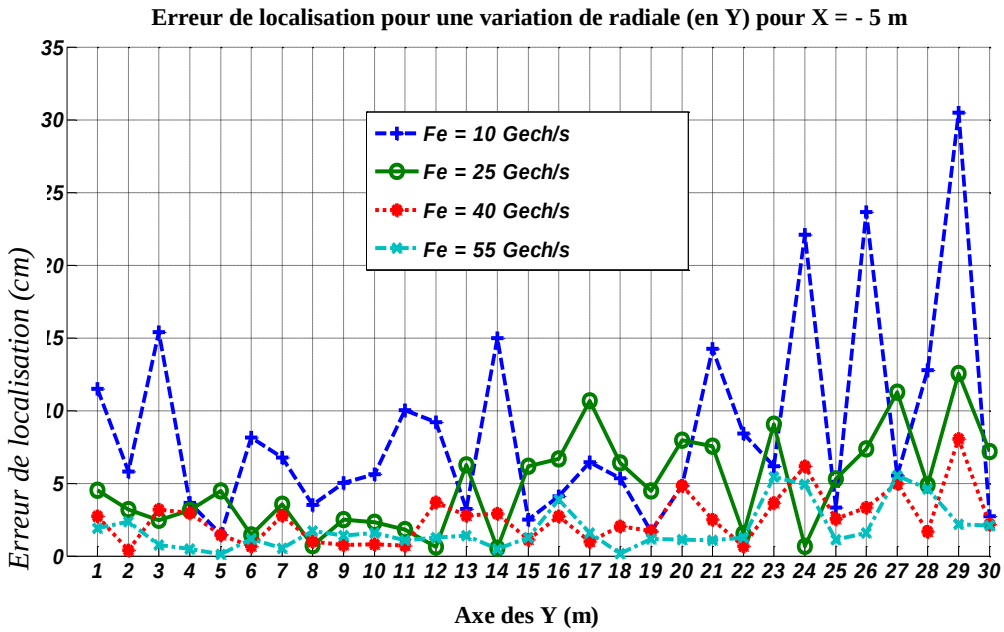


Figure IV.31 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = -5 m.

Figure IV.31 on obtient que la fréquence d'échantillonnage de 25 Gech/s s'avère également un peu limitée dans les cas extrêmes de longue portée et de fort décalage latéral. En pratique cette fréquence devrait toutefois constituer une fréquence d'échantillonnage maximale réaliste pour le traitement en bande de base.

II.2.vi. RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT NECESSAIRE

Jusqu'à présent pratiquement toutes les simulations sont lancées sans bruit sauf dans quelques cas où nous étions obligés de rajouter du bruit afin de pouvoir différencier les résultats en fonction du paramètre (forme d'onde).

Nous venons de fixer une valeur de fréquence d'échantillonnage de 25 Gech/s qui procure des performances correctes et réalisables technologiquement. Dans cette section de simulation nous allons vérifier si la valeur de SNR = 13 dB arrêtée précédemment pour le radar est suffisante pour la localisation.

Simulation TOA avec différentes valeurs SNR

Nous n'avons pas mis cette fois-ci les résultats en mode ruban, car les résultats sont très proches et ne sont exploitables qu'en variant une dimension à la fois (X ou Y). Les paramètres de simulation sont indiqués tableau IV.11. Nous explorerons les cas de figure de SNR = 5 dB, 9 dB et 13 dB.

Nombre de capteurs	Type d'impulsion	Largeur d'impulsion	Fréquence d'échantillonnage	Signal sur bruit SNR (dB)	Nombre d'itérations	Source d'erreur jitter
3	gaussienne	330 ps	25 Gech/s	Variable 5, 9, 13	1000	non

Tableau IV.11 : Paramètres pour l'étude du SNR.

Nous avons pris un nombre élevé d'itérations (1000) pour obtenir des résultats significatifs. A chaque itération, la localisation des coordonnées de la cible est sauvegardée dans un tableau avec l'erreur résultante. La moyenne du cumul des 1000 erreurs obtenues donne une valeur prise en compte pour chaque position de cible. Nous présentons figures IV.32 (décalage latéral à portée fixe de 5 m) et IV.33 (centrée en fonction de la portée) les résultats obtenus.

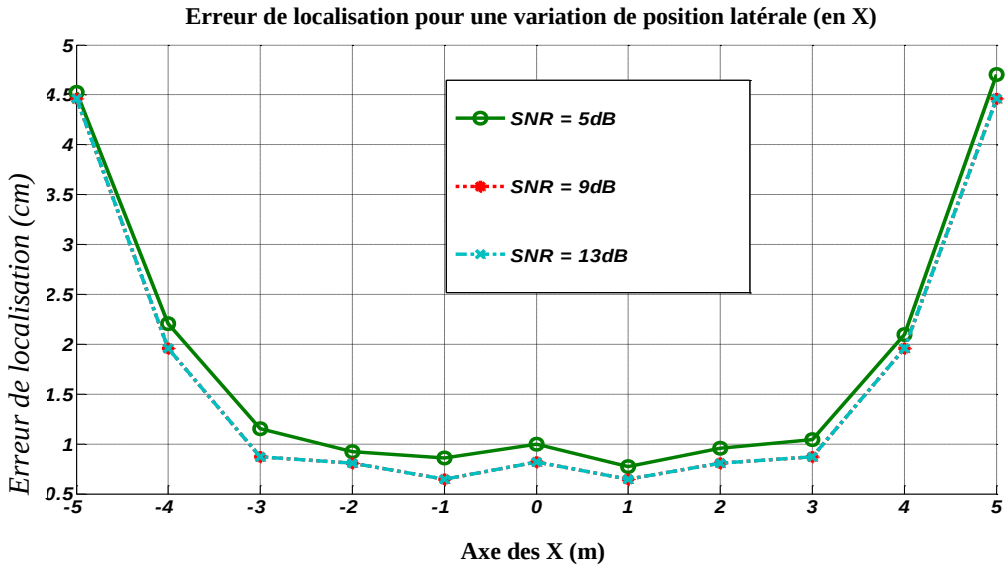


Figure IV.32 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y= 5 m.

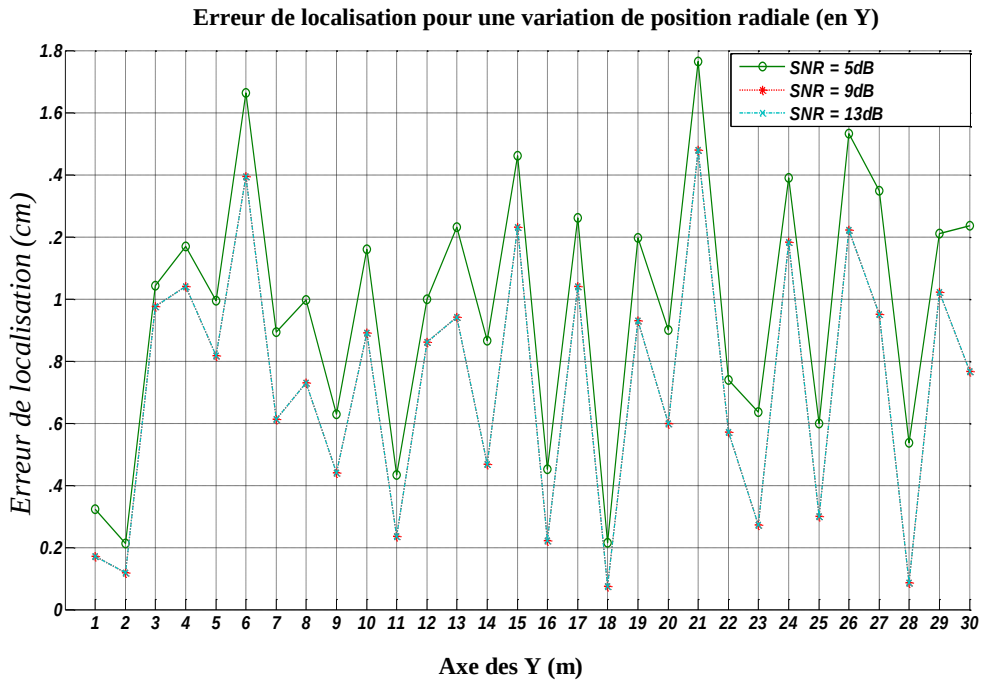


Figure IV.33 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y). pour X= 0 m.

Nous obtenons une faible dégradation des performances en localisation en diminuant la valeur du SNR jusque 5 dB. En dessous de cette valeur la simulation montre une précision de localisation se dégradant très rapidement et très fortement.

L'objectif de cette simulation était de vérifier si pour une valeur SNR = 13 dB, les performances du système de localisation étaient acceptables. Nous confirmons donc ce point pour la fonction localisation.

II.2.vii. ETUDE DE L'IMPACT DU JITTER

Le jitter a été défini dans le chapitre III. Il est considéré comme source d'erreur et joue un rôle pénalisant dans n'importe quel système de communication ou de localisation. Pour ces raisons, les fabricants des équipements insistent sur cette valeur dans les fiches techniques correspondantes (voir annexe C pour des exemples de générateurs au marché). Il est intéressant de mesurer l'impact du jitter sur la précision de localisation de notre système afin d'évaluer quelle valeur de jitter est tolérable en pratique pour nos sources.

Dans nos simulation, la fréquence de répétition a été fixé à 5 MHz pour ne pas avoir d'ambiguïté lors d'un aller-retour des signaux radar jusqu'à 30 m de portée. Nous prenons les valeurs d'écart-type de jitter qui correspondent à un pourcentage de la durée d'impulsion lors de la simulation. Cinq différents cas sont considérés dans le tableau IV.12 suivant :

Pourcentage %	10	4	2	1 ,3	1
Ecart-type (ps)	33	13,2	6,6	4,4	3,3

Tableau IV.12 : Cas de jitter considérés.

Nous allons par conséquent prendre des valeurs d'écart-type de jitter allant de 3,3 ps à 33 ps. Les figures IV.34 et IV 35 fournissent les résultats obtenus dans les scénarios habituels. Figure IV. 34 la portée est de 5 m (Y= 5 m). Figure IV.35 le décalage latéral est nul (X=0 m)

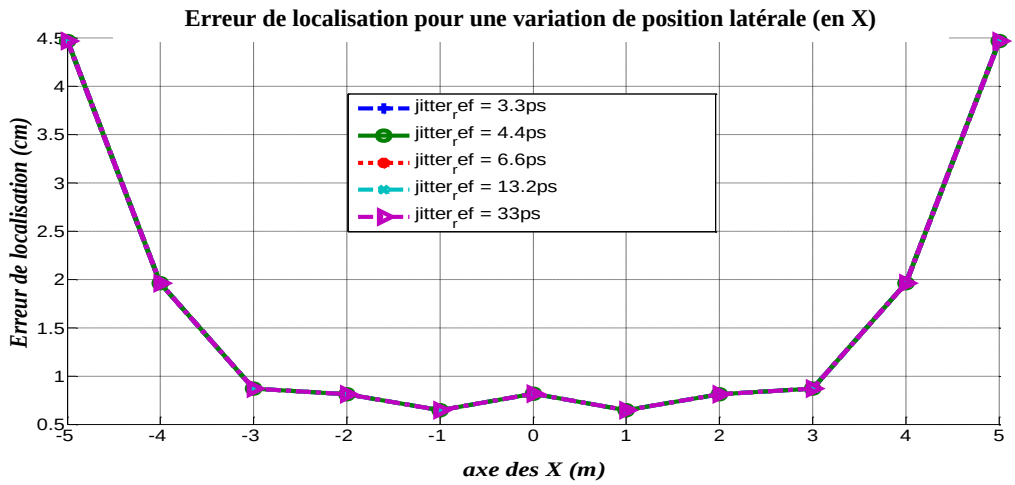


Figure IV.34: Evolution de l'erreur de localisation en fonction du jitter pour une variation latérale.

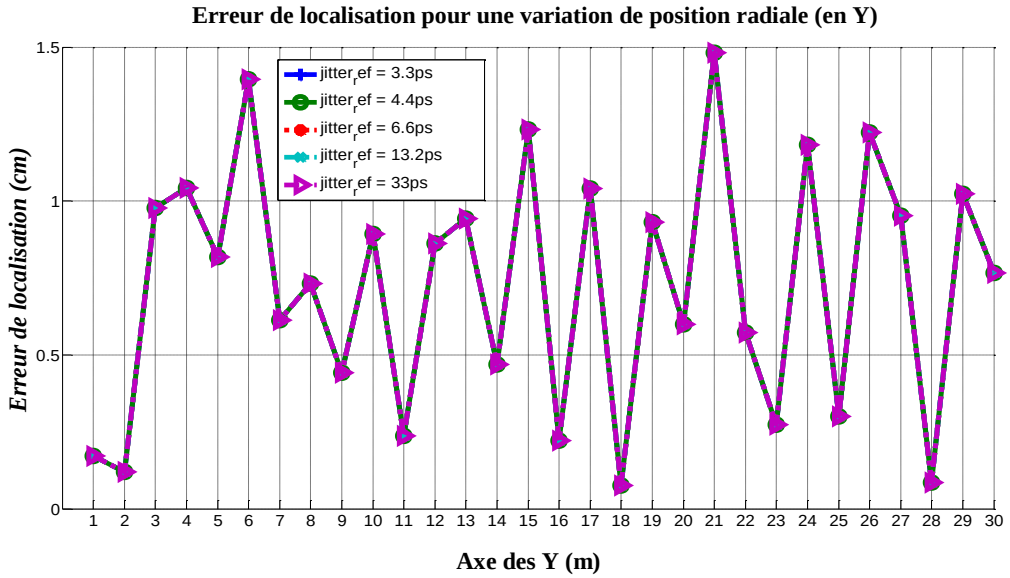


Figure IV.35: Evolution de l'erreur de localisation en fonction du jitter pour une variation radiale.

Dans tous les cas, nous obtenons que ces valeurs de jitter n'entrainent pas d'erreur quantifiable de localisation. Ceci est à mettre au regard de la distance parcourue par une onde électromagnétique dans le vide pendant 33 ps soit environ 1 cm.

II.3. IMPACT DU CANAL DE PROPAGATION

Nous reprenons le cas de figure précédent constitué d'une cible ponctuelle et nous intégrons cette fois le modèle de propagation à deux rayons décrit au chapitre III. Cette simulation est effectuée sur ADS : Advanced Design System, un outil de calcul et de simulation produit par Agilent EEsofEDA souvent utilisé afin de simuler des systèmes de communication. Nous définissons les éléments nécessaires à exploiter les scénarios de l'organigramme de la figue IV.1. Nous simulons successivement la source à 79 GHz et le générateur impulsionnel dont les signaux sont mélangés et amplifiés par un MPA (Medium Power Amplifier) avant d'être émis par l'antenne. Ce signal est introduit dans le modèle de canal de propagation qui gère les retards et les atténuations conformément à la description faite du modèle à deux rayons. Après réflexion sur une cible de position connue, le signal est ensuite reçu par trois capteurs distribués de façon symétrique. Un facteur de bruit de 7 dB du récepteur est choisi pour chaque récepteur, conforme à la valeur annoncée par le projet VELO. Les coordonnées des SRR et cibles sont paramétrables en X et Y. Le bruit BBAG est ajouté en fonction d'un rapport SNR prédéfini (13 dB). L'organigramme de la simulation est présenté en figure IV.36.

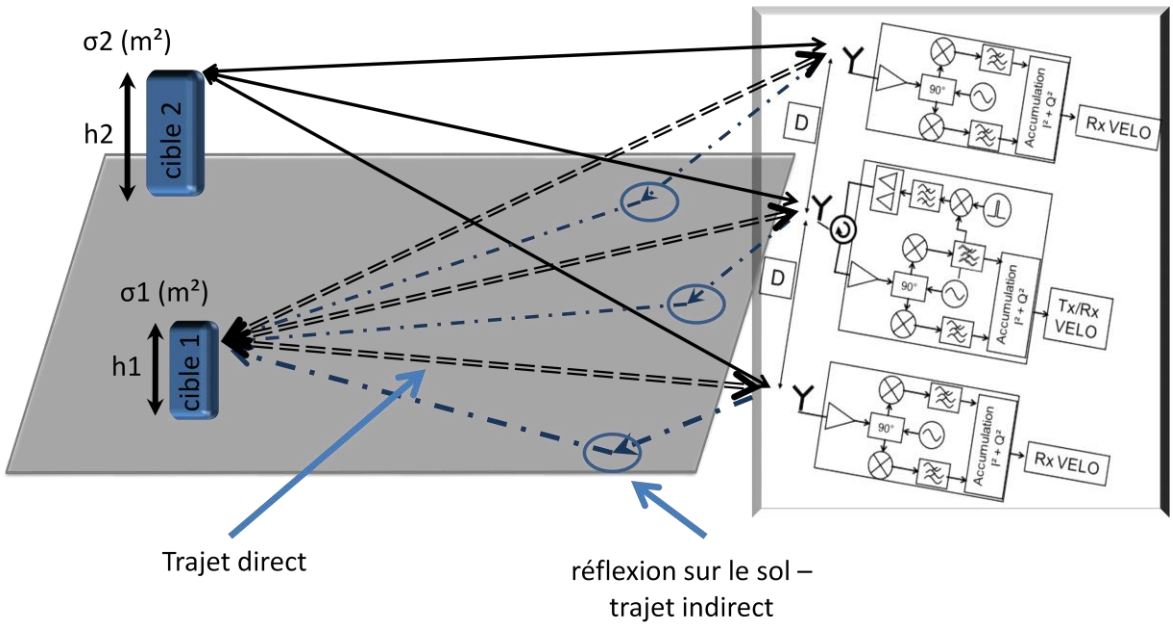


Figure IV.36 : Organigramme pour la simulation sous ADS.

Le premier cas de figure pris en compte considère une cible disposée en Y = 10 m et X = 0 m. Les capteurs et la cible sont situés à une hauteur de 45 cm au-dessus du sol. La partie haute de la courbe IV.37 montre le signal reçu et la partie basse représente le signal démodulé. Nous observons la présence de deux pics de signal correspondants à la réception des signaux direct et réfléchi à l'interface air-sol. Le signal réfléchi est atténué par rapport au signal direct. Ce phénomène limitera la capacité de notre radar à distinguer des cibles de SER voisines.

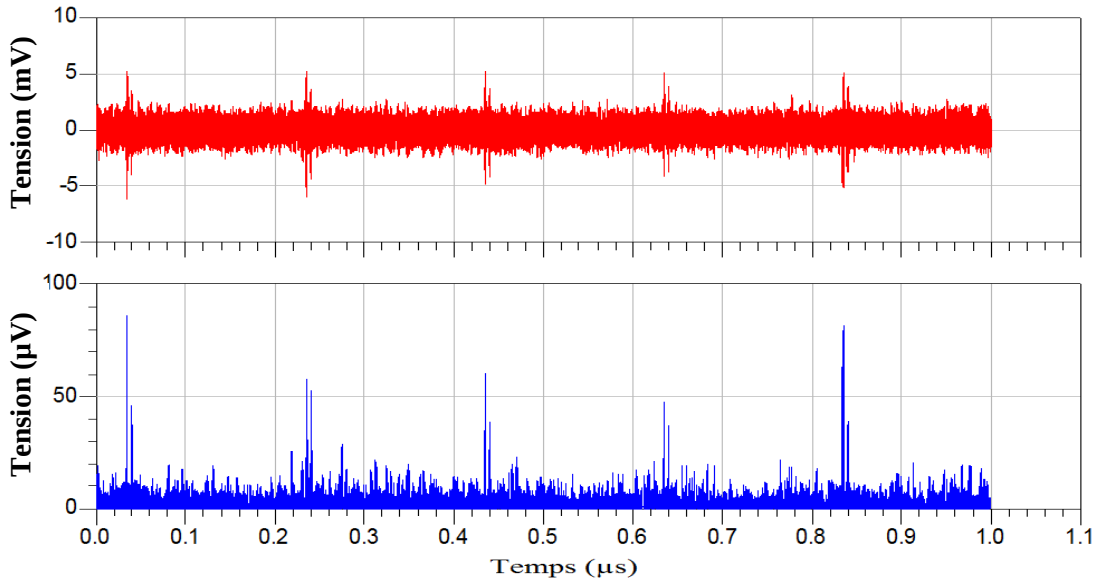


Figure IV.37 : Signal reçu : courbe du haut et démodulé : courbe du bas.

Ce modèle ADS étant opérationnel, nous pouvons aborder un scénario plus complexe.

II.4. ETUDE EN PRESENCE DE DEUX CIBLES AVEC SER DISTINCTES

Nous arrivons à la partie la plus complète de notre modèle de simulation prenant en compte deux cibles distinctes de SER différente disposés au-dessus du sol, le canal de propagation est toujours modélisé par le modèle à deux rayons. Les caractéristiques du système utilisé lors de la simulation sont représentées tableau IV.13.

Type d'impulsion	**Gaussienne**
Durée de l'impulsion	330 ps
Période de répétition	50 ns
Fréquence d'échantillonnage	25 GHz
Fréquence porteuse	79 GHz
Type de démodulation	I/Q
SNR (après 100 intégrations)	13 dB
Facteur de bruit du récepteur	7 dB
Temps d'observation	50 ns
Gain à l'émission	17 dB (ampli + antenne)
Gain à la réception	25 dB (LNA + antenne)
Pertes systèmes	~1 dB

Tableau IV.13 : Paramètres du système.

Pour cettte simuilation, nous utilisons une fréquence de répétition de 20 MHz soit 4 fois celle imposée par le lever d'ambiguïté à 30 m. Ceci permet un gain de temps de traitement sous ADS. En effet, en diminuant la largeur de la fenêtre d'observation, nous gagnons en temps de calcul et nous visualisons également plus facilement la présence des pics de réflexion des cibles. Ce choix n'est pas pénalisant par le fait que les distances radiales des cibles selectionnées ne dépassent pas 7,5 m (fréquence de répétition maximale de 20 MHz).

Une procédure similaire à la précédente est considérée. Nous ajoutons toutefois une seconde cible avec une valeur de SER distincte de la première cible. Dans un premier cas, nous considérons un piéton et une voiture. Le tableau IV.14 fournit les paramètres complémentaires de cette simulation.

Cible	Nature	SER	Hauteur	Coordonnées (m)
A	Piéton	1 m²	0,8 m*	X = 1 Y = 3
B	Voiture	10 m²	1,2 m	X = 2 Y = 5

Tableau IV.14 : Premier scénario simulé.

(*) Nous considérons une reflexion maximale du piéton à hauteur de l'abdomen.

Nous observons figure IV.38 quatre pics différents au-dessus du niveau de bruit, regroupés deux par deux. Les deux impulsions proches notées m5/m6 ou m7/m8 correspondent au phénomène déjà observé précédemment, soit les signaux direct et réfléchi, aller et retour induits par la présence de la SER du piéton et par la SER de la voiture.

Bien que correspondant à une cible plus distante, l'écho de la cible voiture émerge plus nettement du bruit que la cible piéton.

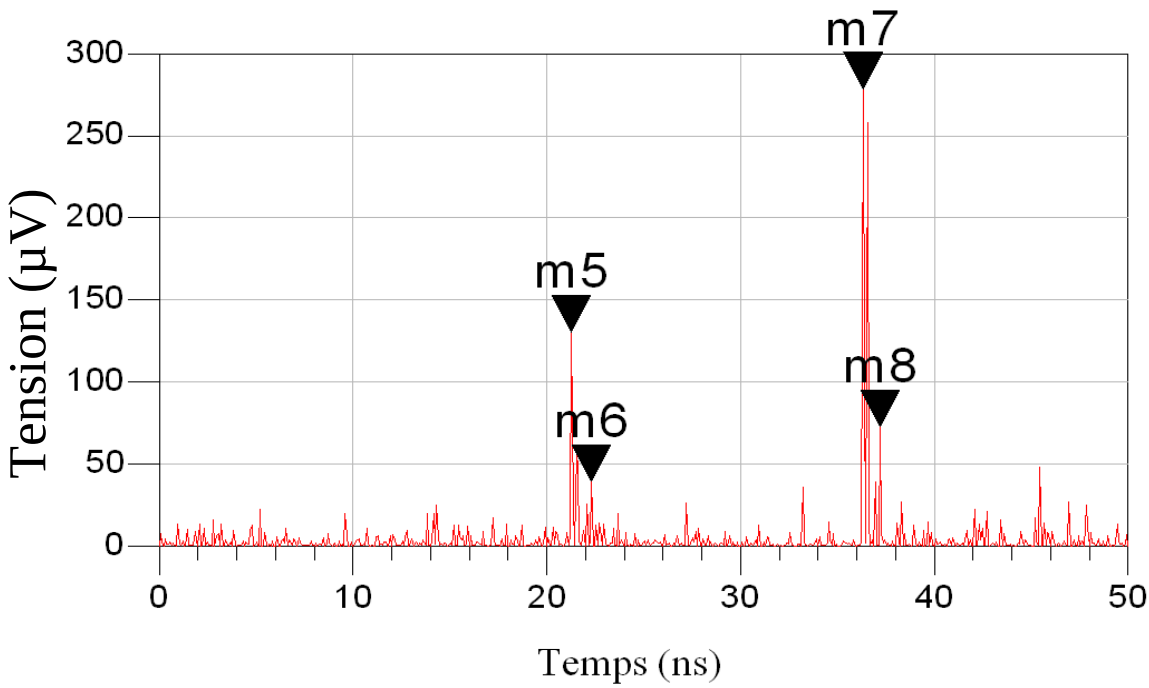


Figure IV.38 : Scénario 1, signal démodulé.

Nous avons ensuite calculé tableau IV.15 le temps d'arrivée (TOA) de chaque pic fourni par le modèle par rapport à son temps d'arrivée théorique. Dans le cas étudié, nous obtenons des différences

maximales de 0,24 ns selon l'influence du BBAG. Nous en déduisons une erreur contenue sous les 10 cm dans ce scénario.

Pic	Cible 1 - LOS	Cible 1 - NLOS	Cible 2 – LOS	Cible 2 - NLOS
Position du maximum théorique	21,52 ns	22,24 ns	36,56 ns	37,2 ns
Position du maximum après démodulation	21,28 ns	22,32 ns	36,34 ns	37,2 ns
Ecart en temps	-0,24 ns	+0,08 ns	-0,22 ns	0 ns
Erreur en distance radiale	-7,2 cm	+2,4 cm	-6,6 cm	0 cm

Tableau IV.15 : Erreurs temps/distance scénario 1.

Avant de conclure ce chapitre IV, nous considérons un second scénario voisin dont les caractéristiques apparaissent tableau IV.16. Cette fois nous prenons les SER d'une voiture et d'un camion

Cible	Nature	SER	Hauteur	Coordonnées (m)
A	Voiture	10 m²	1,2 m	X = 0 Y = 3
B	Camion	20 m²	2 m	X= 2 Y = 6.5

Tableau IV.16 : Second scénario simulé.

Figure IV.39, après démodulation, nous détectons à nouveau deux groupes de deux pics bien séparés (m5/m6 et m7/m8) liés au canal de propagation. Dans ce scénario, la surface supérieure du camion ne compense pas la portée plus importante.

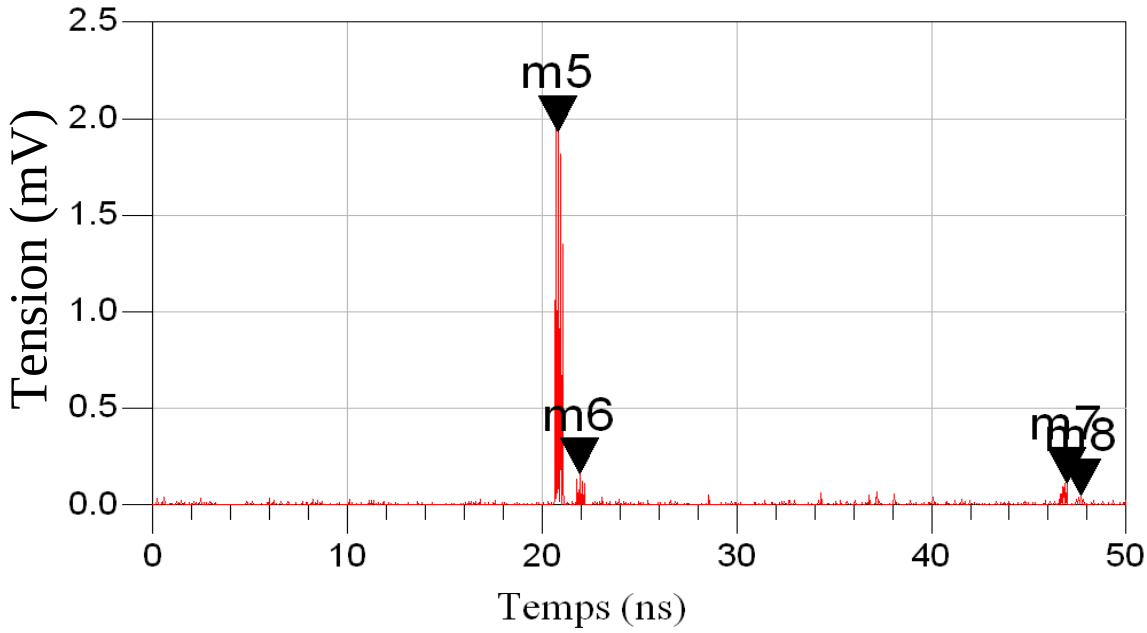


Figure IV.39 : Scénario 2, signal démodulé.

Nous avons à nouveau calculé tableau IV.17 le temps d'arrivée (TOA) de chaque pic fourni par le modèle par rapport à son temps d'arrivée théorique. Dans le cas étudié, nous obtenons des différences maximales de 0,14 ns selon l'influence du BBAG. Nous en déduisons une erreur de TOA également contenue sous les 10 cm dans ce second scénario.

Pic	Cible 1 - LOS	Cible 1 - NLOS	Cible 2 – LOS	Cible 2 - NLOS
Position du maximum théorique	20,92 ns	22,04 ns	46,84 ns	47,68 ns
Position du maximum après démodulation	20,8 ns	21,94 ns	46,96 ns	47,66 ns
Ecart en temps	-0,12 ns	-0,1 ns	+0,12 ns	-0,02 ns
Ecart en distance radiale	-3,6 cm	-3 cm	+3,6 cm	-0.6 cm

Tableau IV.17 : Erreurs temps/distance scénario 2.

III. CONCLUSION GENERALE DU CHAPITRE IV

Ce chapitre met en application l'étude de paramètres menée dans le chapitre III. L'impact de ces paramètres est analysé.

Nous avons notamment montré l'intérêt de disposer un minimum de 3 capteurs et d'une fréquence d'échantillonnage de 25 Gech/s. Le rapport signal sur bruit arrêté par ailleurs pour le fonctionnement radar semble également suffisant pour ne pas avoir d'impact majeur sur la précision de localisation. Une ligne de base de longueur correspondant à celle du pare-chocs s'avère efficace. L'influence de la présence du sol introduit des répliques des signaux que l'on observe après l'écho principal et qui limitent la capacité de séparation des cibles. Il reste à valider nos différents choix par quelques essais expérimentaux préliminaires, dans l'attente de disponibilité des capteurs prototypes fournis par le projet. Ceci fait l'objet du chapitre V.

IV. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

[1] Communication de la Commission au Conseil et au Parlement européen, du 15 septembre 2003, intitulée: "Technologies de l'information et des communications pour les véhicules sûrs et intelligents", sous le numéro COM(2003) 542, 2003.

[2] Obeid N., Heddebaut M., Loyez C., Elbahhar F., Rolland N., "Millimeter Wave Ultra Wide Band Short Range Radar Localization Accuracy", Vehicular Technology Conference, Spring IEEE, Barcelona, 2009.

[3] Obeid N., Bocquet M., Loyez C., Elbahhar F., Heddebaut M., Rolland N., "Développement d'un système Radar communicant inter-véhicules en technologie Ultra Large Bande", Journées Nationales Microondes, session Antennes millimétriques, Grenoble, 2009.

[4] International Committee for Information Technology Standardization (INCITS), "Fibre Channel - Methodologies for Jitter and Signal Quality Specification- MJSQ", Technical Report REV 10.0, March 10, 2003.

CHAPITRE V : VALIDATION EXPERIMENTALE

I. INTRODUCTION

La modélisation du dispositif de localisation embarqué a constitué une part importante du travail présenté jusqu'ici. Plusieurs techniques ont été étudiées en considérant successivement différents paramètres clés (nombre de capteurs, écartement des capteurs, formes d'ondes, fréquence d'échantillonnage…) puis, en calculant successivement l'influence de chacun d'entre eux sur la précision de localisation obtenue. Une forte précision, décimétrique, constitue l'objectif essentiel à atteindre et impose de ce fait le choix d'une technique ou d'une association de techniques de localisation appropriées.

Après le chapitre IV qui nous a permis de cerner et de quantifier l'impact de ces paramètres par simulation, il devient donc nécessaire de valider certains aspects théoriques en appliquant ce qui précède à un contexte réel. Pour cette raison ce chapitre V décrit d'une part, les différents bancs de mesures développés afin de mettre en œuvre les techniques décrites précédemment puis d'autre part, fournit les résultats obtenus dans ces configurations.

Rappelons ici que ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre d'un projet plus vaste conduisant à la réalisation de têtes millimétriques destinées à réaliser des équipements radar à courte portée fonctionnant à 79 GHz. Lors des travaux de validation expérimentale menés pour cette thèse, ces équipements n'étaient pas encore disponibles, nous avons donc procédé à des expérimentations en exploitant, dans un premier temps, des équipements disponibles sur étagère fonctionnant à 4 GHz puis, en construisant un banc de mesure en gamme millimétrique opérant à 60 GHz.

Une première partie de ce chapitre V est donc consacrée à la description de la prise en main expérimentale de ces techniques de localisation par quelques expérimentations à 4 GHz. Une seconde partie, mettant en œuvre le banc fonctionnant à 60 GHz constitue, en gamme millimétrique, la validation expérimentale la plus proche de l'objectif visé.

Suite à ces deux parties de validation des algorithmes de localisation menés en environnement de laboratoire, nous avons consacré une troisième partie à l'étude de quelques paramètres du canal de propagation mesuré à nouveau à 60 GHz. Quelques caractéristiques du canal de propagation exploré à l'aide d'un modèle à deux rayons décrit chapitre IV seront évaluées cette fois en environnement routier.

Après avoir décrit ces différentes configurations d'essais et les résultats associés, avant de conclure, nous terminerons ce chapitre par quelques éléments d'analyse comparative entre la technique 60 GHz mise en œuvre dans ces essais et les spécifications des futurs modules à 79 GHz développés dans le cadre du projet support de cette thèse.

II. MESURES A 4 GHZ

Cette première série d'expérimentations a pour but principal de mettre en œuvre en pratique les techniques de localisation étudiées lors de la phase de simulation. Des composants sur l'étagère étant disponibles dans la bande des 4 GHz, nous avons choisi cette bande de fréquences pour nous familiariser avec ces techniques. Nous décrirons dans un premier temps le banc de mesure assemblé pour ces expérimentations puis, nous fournirons les résultats de mesures obtenus à cette fréquence.

II.1. DESCRIPTION DU BANC DE MESURE

Une rapide évaluation a permis de valider que nous disposions du matériel requis à 4 GHz, ces équipements ayant été mis en œuvre précédemment lors d'une étude d'un système de localisation routier à l'IEMN [1]. Nous disposions de trois amplificateurs large bande à faible bruit et de quatre antennes de type quasi-Yagi. La cible est constituée d'un réflecteur métallique plan disposé perpendiculairement à l'émetteur distant. La description technique de ces éléments sera détaillée dans la section suivante. L'organigramme de la procédure de simulation présenté dans le chapitre IV section I.1 est repris. Nous considérons de ce fait les trois capteurs et la cible associée représentés figures V.1 et V.2

Un de ces capteurs fonctionne en mode Emetteur/Récepteur ou E/R. Il est positionné au centre de notre ligne de base joignant les capteurs. Les deux autres capteurs fonctionnent en mode récepteur seulement et sont situés de part et d'autre de ce capteur E/R. Selon l'organigramme IV.1 et cette figure V.1, afin de mettre en œuvre nos traitement, il nous faut récupérer quatre signaux simultanément sur l'oscilloscope soit un signal d'émission et trois signaux de réception.

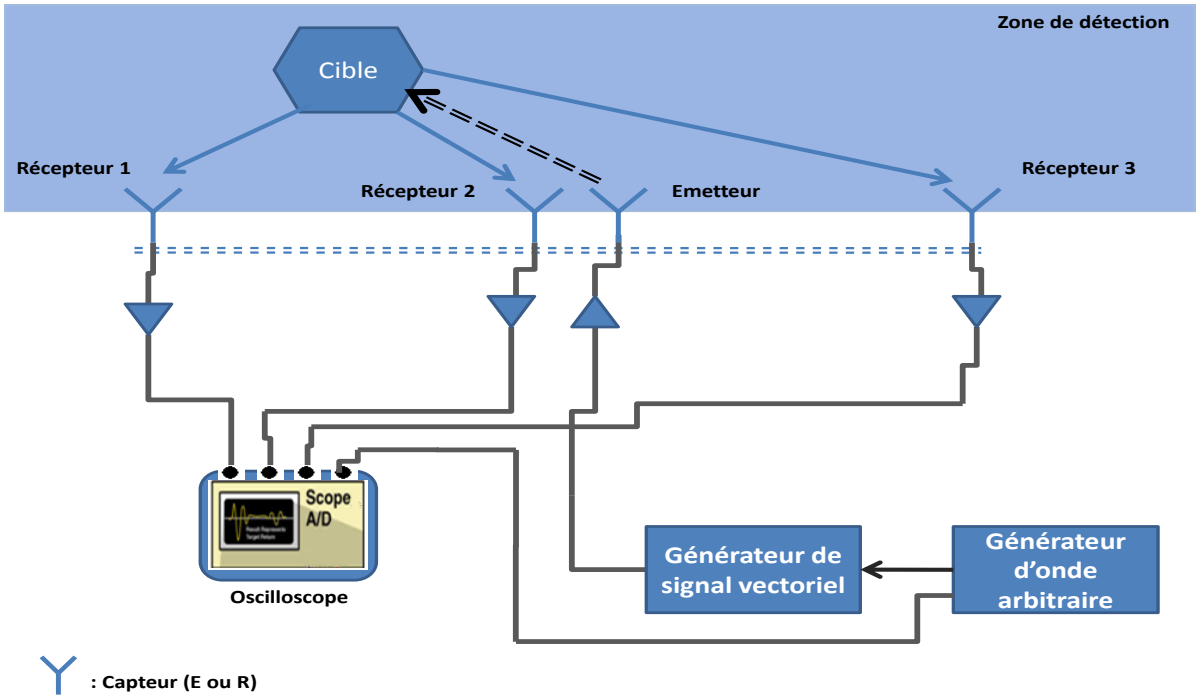


Figure V.1 : Schéma synoptique initial de mesure à 4 GHz.

Les expérimentations se sont déroulées dans l'environnement du laboratoire. La figure V.1 précise également les dispositions d'antennes d'émission et de réception mises en œuvre. Une table en bois de 2 m de large permettant un espacement successif de 67 cm entre capteurs est utilisée. Les capteurs sont disposés à 1 m au-dessus du sol. Cette disposition favorise les trajets directs et minimise les réflexions sur le sol. Quelques limitations d'espacement liées à l'environnement de laboratoire doivent être prises en compte. Dans le plan gauche du capteur nommé « Récepteur 1 », on ne peut déplacer la cible à cause de la présence d'obstacles fixé au mur de la chambre de mesure. On était plutôt libre de se déplacer à droite dans le sens du récepteur 3. En portée radiale, la distance maximale exploitable est limitée à 4 m environ.

Cette disposition initiale mettant en œuvre un capteur E/R central a cependant été abandonnée assez rapidement pour deux raisons essentielles : la première raison est que nous ne disposions pas de circulateur ou d'isolateur apte à permettre un fonctionnement de type radar mono-statique ; la seconde raison est que le niveau de puissance mis en œuvre par le générateur disponible est faible (10 dBm) et de ce fait, limite la puissance réfléchie par la cible à une valeur difficilement détectable par le système de réception utilisé constitué d'un oscilloscope numérique. De ce fait, nous avons fait évoluer notre dispositif vers un système fonctionnant en mode coopératif décrit figure V.2. Sur cette figure, on observe que la source a cette fois été disposée à l'emplacement précédemment occupé par la cible.

Nous éliminons de ce fait de notre bilan de puissance radar l'atténuation de propagation liée au trajet direct de l'onde ainsi que l'atténuation liée à la réflexion sur la cible.

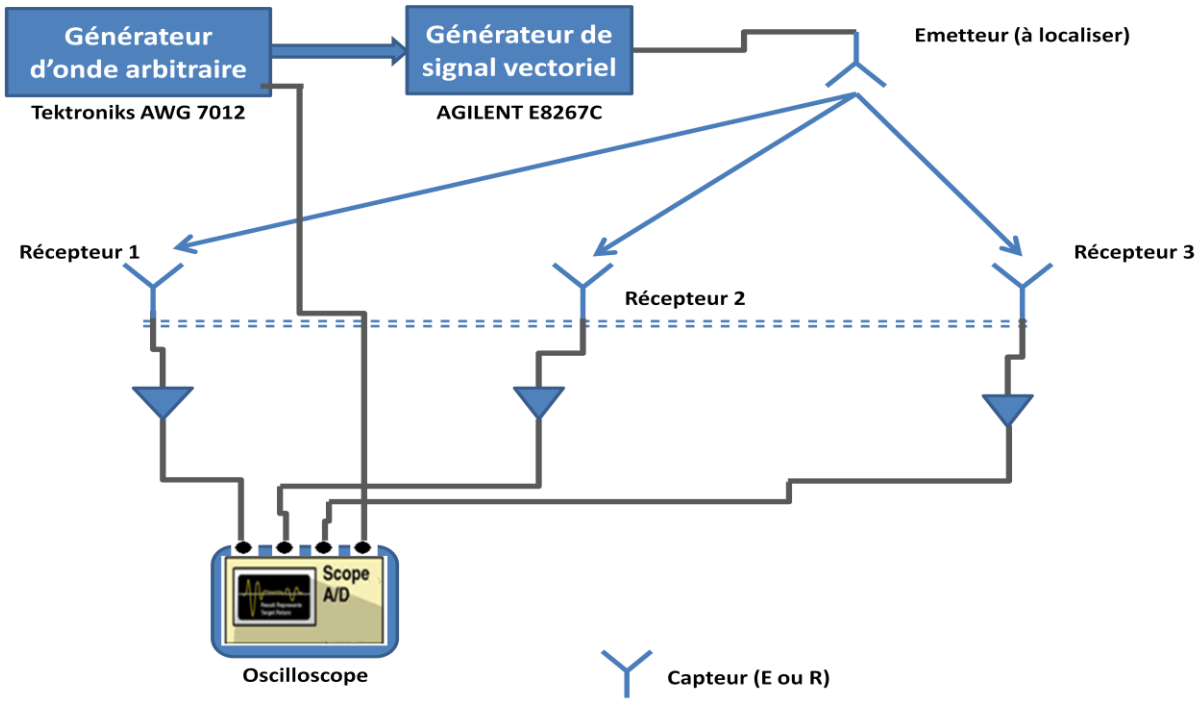


Figure V.2 : Schéma synoptique final de mesure à 4 GHz.

II.2. EQUIPEMENTS EXPLOITES A 4 GHZ

Représentés figures V.1 et V.2, nous utilisons un générateur de formes d'ondes arbitraires de type Tektronix AWG 7012 fournissant la forme d'onde requise en bande de base. Une forme d'onde gaussienne d'une durée de 2 ns à mi-hauteur est programmée. Cette forme d'onde module un générateur de signal vectoriel (VSG : Vector Signal Generator) Agilent E8267C transposant ce signal à la fréquence centrale de 4 GHz. Un signal de sortie d'une puissance maximale de 10 dBm est produit. Ce signal alimente l'antenne quasi-Yagi d'émission pointée vers le capteur central noté récepteur 2 sur la figure V.2. Les signaux reçus par les récepteurs sont dirigés vers trois des entrées d'un oscilloscope numérique Tektronix TDS 6124C utilisant une fréquence d'échantillonnage de 40 Gech/s. La quatrième entrée mesure le signal de référence en provenance du générateur. Une intégration sur 64 formes d'ondes consécutives est effectuée sur les signaux afin d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR).

Les amplificateurs à faible bruit (LNA) utilisés sont fournis par Lucix corporation, référence S020180L1601. Le facteur de bruit associé est de 2,8 dB, la valeur du gain est de 16 dB. La bande de fonctionnement de ces LNA s'étend de 2 à 18 GHz.

L'antenne quasi-Yagi, réalisée au laboratoire fonctionne dans la bande de 2,7 GHz à 5,2 GHz avec une fréquence centrale de 4 GHz. Elle impose le choix de notre fréquence centrale. Le gain de ces types d'antennes est de 6 dBi. La géométrie de l'antenne quasi-Yagi utilisée est présentée figure V.3.

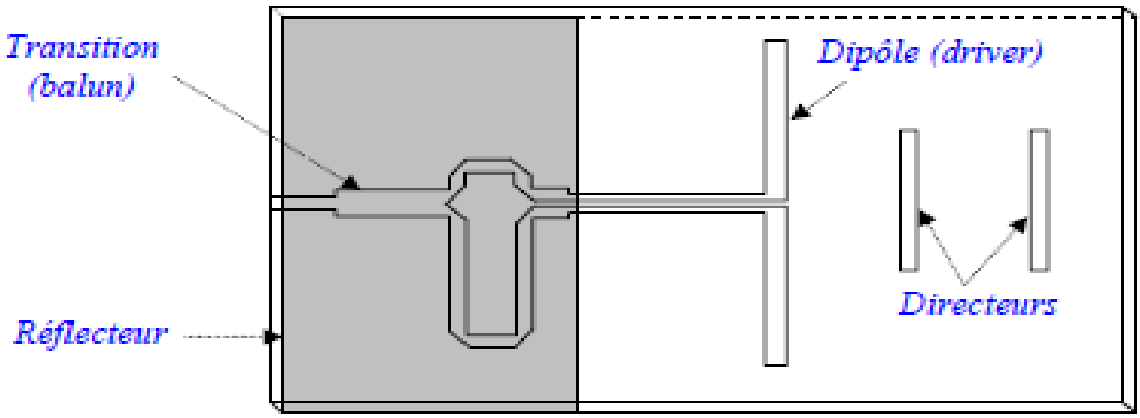


Figure V.3 : Géométrie de l'antenne quasi-Yagi.

Une transition de ligne microruban en ligne coplanaire est utilisée en complément à la structure Yagi habituelle.

II.3. SIGNAUX MIS EN JEU ET TRAITEMENT

Après enregistrement de nos quatre signaux (signal de référence et les trois signaux captés par les récepteurs 1 à 3), nous récupérons ceux-ci sur un calculateur afin de les traiter par les algorithmes de localisation développés précédemment.

Un système 2D d'axes de référence est choisi, les positions de l'émetteur variables le long d'un axe seront mesurées ainsi que les positions fixes des récepteurs installés sur le support. Ces couples de valeur (x_i, y_i) sont stockés.

Le programme de localisation fournit, sur la base des signaux reçus, les positions estimées de l'émetteur. Nous les comparons avec les positions réelles mesurées ci-dessus afin de déduire les erreurs de localisation.

Après avoir connecté tous les éléments décrits précédemment, nous nous sommes concentrés sur l'étape de caractérisation du banc de mesure concernant le type de signaux et la disposition des capteurs. La figure V.4 décrit les conditions géométriques de la mesure effectuée. Nos trois capteurs

de réception sont alignés et espacés d'une distance D égale à 67 cm. Cette distance est choisie en fonction de la largeur maximale du support utilisé et s'avère du même ordre de grandeur que la largeur d'un pare-chocs avant d'un véhicule ou sera monté le dispositif.

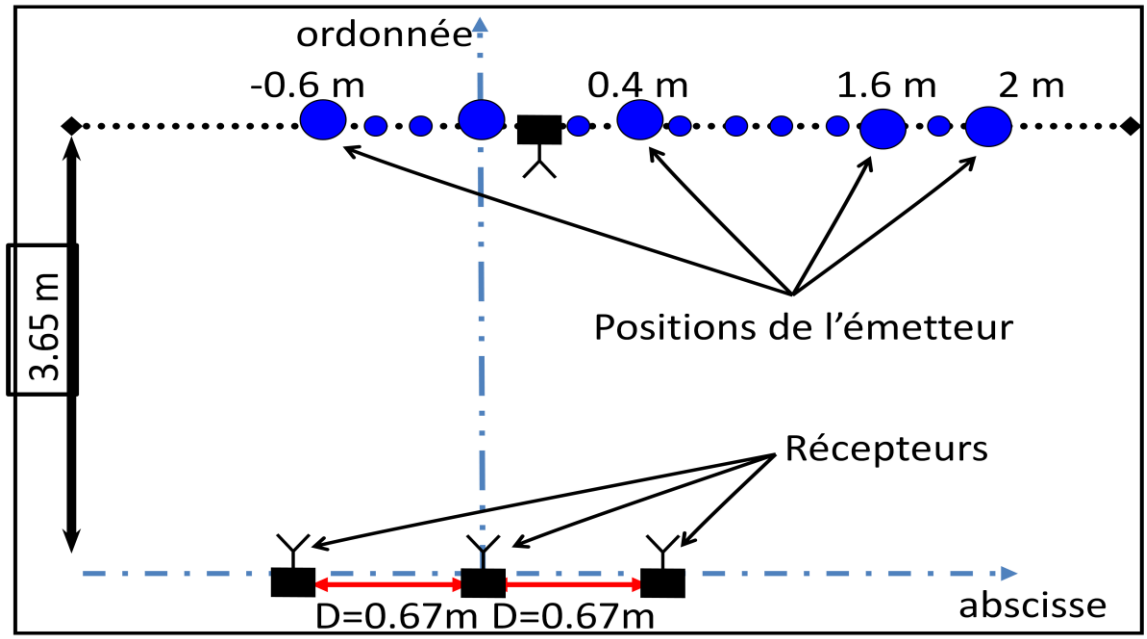


Figure V.4 : Disposition des capteurs exploitée lors des essais à 4 GHz.

L'émetteur se déplace sur l'axe d'émission, parallèle à l'axe des récepteurs, à une distance fixe de 3,65 m. Il occupe différentes positions le long de cet axe. Son ordonnée est donc fixe (3,65 m), son abscisse évolue de -0,6m à 2m de gauche à droite. Le récepteur 2 central occupe la position (0,0) de référence.

Rappelons que la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope est de 40 Gech/s et que nous employons une forme d'onde gaussienne de 2 ns de durée à 50% d'amplitude. La figure V.5 montre l'impulsion gaussienne émise puis reçue sur un des capteurs.

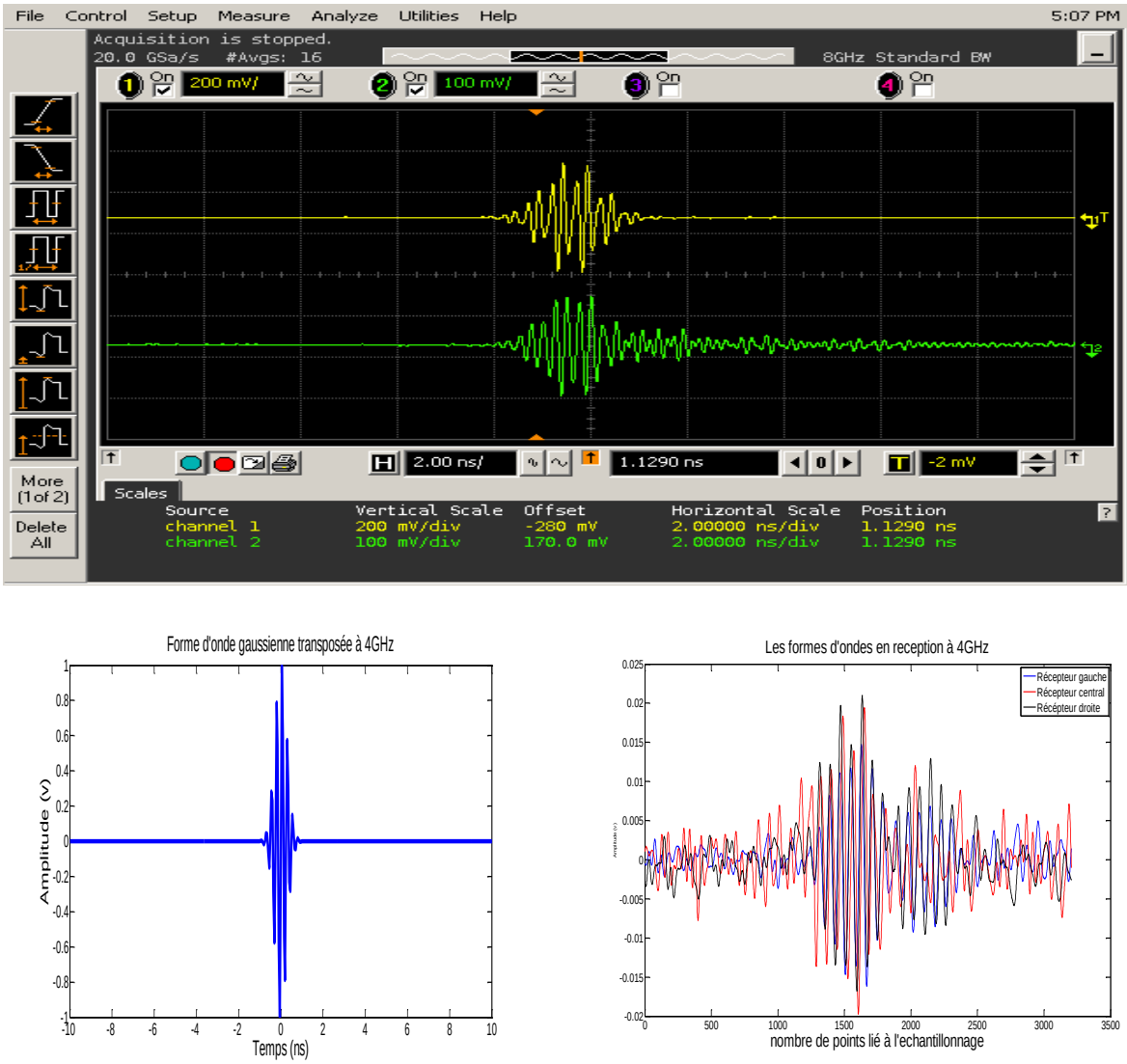


Figure V.5 : Formes d'onde recueillies sur le banc de mesure 4 GHz.

Dans la partie haute de la figure V.5, on observe l'impulsion émise (courbe du haut en jaune), mesurée lorsque l'émetteur est connecté directement à l'oscilloscope via un atténuateur puis, celle reçue par le récepteur 2 (courbe du bas en vert) obtenue cette fois en utilisant les antennes quasi-Yagi. La largeur de bande obtenue avec la durée d'impulsion choisie est de 500 MHz et se trouve dans la bande d'adaptation des antennes, 500 MHz représente cependant plus de 12 % de largeur de bande relative. Cette largeur de bande significative entraine des distorsions du signal rayonné par l'antenne visibles sur cette figure.

Dans la partie basse à la gauche de la figure V.5, nous reproduisons l'impulsion de référence utilisée pour la corrélation avec les signaux reçus sur les capteurs en réception installé sur le capteur. Enfin, en bas et à droite de la figure V.5 apparaissent trois impulsions déphasées et de puissance différentes recueillies sur les récepteurs 1 à 3 pour une position particulière de l'émetteur.

Nous sélectionnons ensuite arbitrairement 6 positions différentes de l'antenne d'émission. Ces six couples de positions x_i, y (y = 3,65 m) sont ensuite expérimentées. Pour chacune de ces six positions trois séries de mesures sont effectuées dans les mêmes conditions en repositionnant successivement l'antenne émettrice. Après réception des signaux et transfert des signaux, nous les exploitons dans le programmes de localisation TDOA et TOA/TDOA décrits chapitre IV. Une corrélation avec le signal de référence est effectuée successivement avec les trois signaux de réception ce qui donne accès aux informations de distance et de différences de distance. Ces dernières informations sont utilisées pour estimer la position de l'émetteur. Cette estimation sera comparée avec les positions réelles, mesurées de l'émetteur (x_i, y_i). L'erreur de localisation sur la mesure i est calculée de façon classique par l'expression : $erreur = \sqrt{\left(x_i^2 - x_{i\,mesuré}^2\right) + \left(y_i^2 - y_{i\,mesuré}^2\right)}$ exprimée en cm ou x_i et y_i sont donc les positions absolues connues de l'émetteur.

II.4. RESULTATS

Les résultats apparaissent classés dans deux tableaux, le premier exploite la technique TDOA seule, le second tableau exploite l'association TOA/TDOA. Rappelons que cette association a démontré par simulation un niveau accru de performances au chapitre III. Les tableaux V.1 et V.2 présentent successivement les résultats obtenus lors de nos trois séries de mesures. La meilleure des trois mesures est soulignée.

Position (x, y)	(-0.6, 3.65)	(0.4, 3.65)	(0.6, 3.65)	(1.2, 3.65)	(1.4, 3.65)	(2, 3.65)
Erreur mesure 1 (cm)	82.04	91.37	**5.53**	205.22	178.96	374.49
Erreur mesure 2 (cm)	**43.52**	95.1	90.73	206.94	**129.47**	348.96
Erreur mesure 3 (cm)	74.91	**90.01**	92.89	**85.18**	310.05	**270.035**

Tableau V.1 : Résultats en technique TDOA asynchrone.

Position	(-0.6 , 3.65)	(0.4 , 3.65)	(0.6, 3.65)	(1.2 , 3.65)	(1.4 , 3.65)	(2 , 3.65)
Erreur mesure 1 (cm)	17.66	**4.07**	**2.03**	58.43	54.09	247.20
Erreur mesure 2 (cm)	14.42	20.12	24.95	59.00	**21.28**	249.68
Erreur mesure 3 (cm)	**14.16**	19.92	22.63	**37.18**	153.51	**198.8**

Tableau V.2 : Résultats en technique hybride TOA/TDOA.

En faisant le bilan des résultats obtenus, nous vérifions aisément que l'association des techniques TOA/TDOA procure des résultats supérieurs à la technique TDOA exploitée seule. Ainsi que nous l'indiquions chapitre IV lors des simulations, ceci est probablement du au fait que la technique TDOA ne prend pas en compte l'information sur la distance radiale de la cible (émetteur) et que l'on travaille en mode asynchrone, soit en absence de signal de référence. Avec la technique TOA, nous disposons de cette information de distance radiale séparant le récepteur central et la cible (grâce à la synchronisation). Rappelons qu'en pratique, sur un radar à courte portée, le signal de référence correspondant à l'instant d'émission des impulsions émises par le radar à courte portée peut être distribué aux capteurs. Les positions estimées de l'émetteur par rapport aux positions théoriques sont présentées, cette fois sous forme graphique, figure V.6.

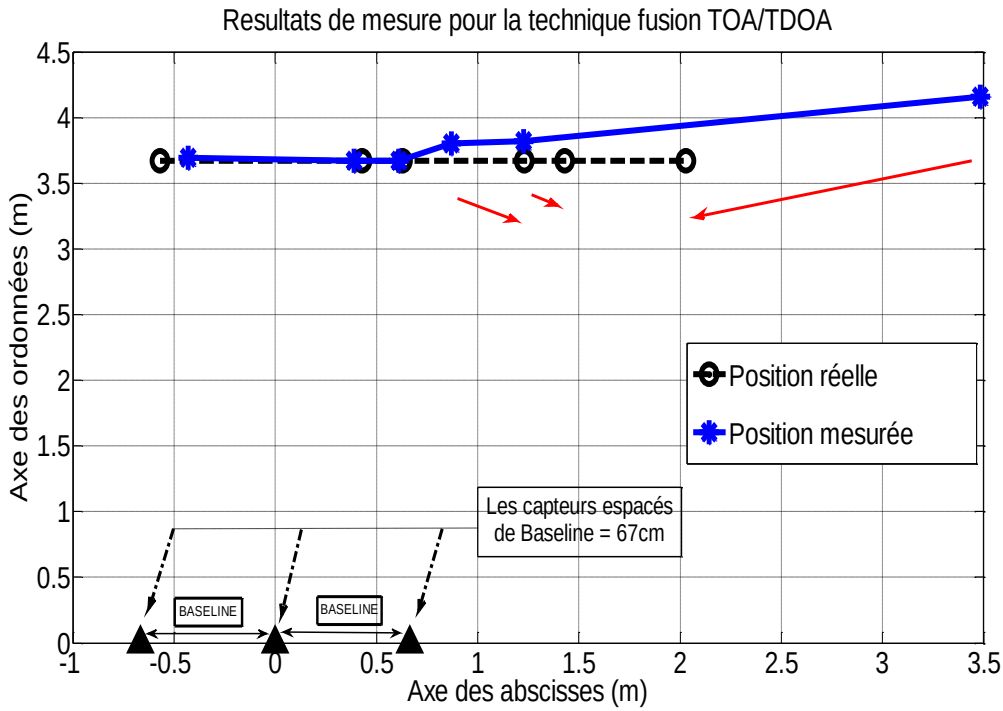


Figure V.6 : Résultats de mesure pour la technique fusion TOA/TDOA à 4 GHz – 6 positions.

Nous remarquons sur cette figure que l'erreur affecte plutôt la composante X que la composante Y. L'erreur augmente lorsque l'on s'éloigne de l'axe central du système de localisation (x = 0).

Conclusion :

Ces premiers essais menés à 4 GHz nous ont permis de nous familiariser avec la mise en œuvre expérimentale de techniques de localisation fondées sur des mesures de temps. Ils nous ont permis en environnement de laboratoire et pour de courtes portées de vérifier la pertinence d'une approche hybride TOA/TDOA et d'obtenir, avec des impulsions de durée six fois plus importante que celles visée à 79 GHz (330 ps), des niveaux de précision satisfaisants. Nous poursuivons désormais cette étude expérimentale avec la description de notre banc de mesure en gamme millimétrique.

III. MESURES A 60 GHZ

III.1. OBJECTIF DE CES MESURES

Dans l'attente des équipements opérationnels à 79 GHz, un banc de mesure à 60 GHz a été mis au point et exploité. L'objectif est de valider les techniques de localisation proposées, cette fois à 60 GHz. Pour ce banc de mesure, nous abandonnons l'approche précédente exploitant un générateur

de forme d'ondes associé à un générateur vectoriel de signaux. En effet, en gamme millimétrique, les équipements sur étagère s'avèrent moins disponibles et nous avons été obligés d'assembler certains composants afin de parvenir à réaliser ce banc. Nous décrirons dans la première partie de ce sous-chapitre les composants mis en œuvre ainsi que leurs performances. Nous décrirons ensuite la procédure de mesure mise en œuvre puis nous fournirons et analyserons les résultats de mesure de localisation.

III.2. COMPOSANTS EXPLOITES A 60 GHZ

Les composants disponibles pour cette étude ont été développés initialement à des fins de communication. La présentation des composants du banc de mesure à 60 GHz est basée sur la thèse de Nicolas Deparis intitulée « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants ». Pour plus de détails techniques nous invitons le lecteur à consulter ce mémoire [2]. Ces composants sont classés en deux sections : module d'émission et module de réception. Une architecture globale du dispositif ULB à 60 GHz est présentée figure V.7.

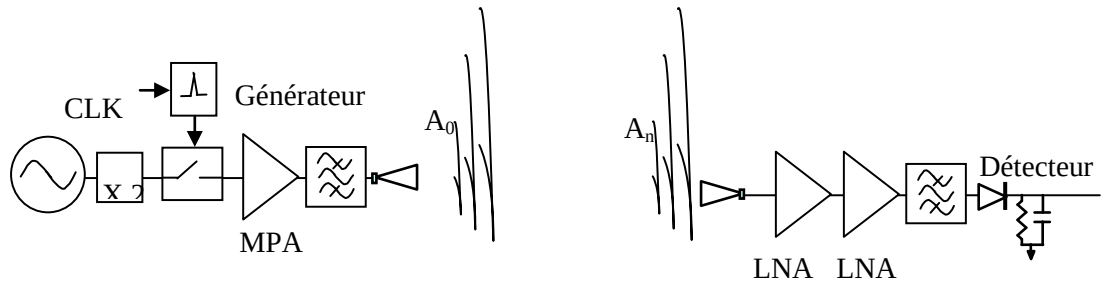


Figure V.7 : Architecture globale du système ULB à 60 GHz.

L'architecture présentée a entièrement été conçue en technologie MMIC à l'IEMN en utilisant les filières OMMIC. Les fonctions numériques telles que les générateurs d'impulsions en émission et en réception ainsi que l'échantillonneur ultra rapide (E/B) ont été conçues en filière OMMIC-ED02AH. Les fonctions analogiques (oscillateur commandé en tension, doubleur de fréquence, amplificateurs et détecteur) ont été conçues en filière OMMIC-D01PH.

La largeur des impulsions issues du générateur est accordable en tension entre les valeurs 50 à 800 ps. Les temps de montée/descente caractéristiques sont de l'ordre de 20 ps à 25 ps.

En réception, après une amplification faible bruit suivie d'une détection d'enveloppe, nous retrouvons l'impulsion large bande unipolaire. Un corrélateur composé d'un filtre adapté à cette impulsion unipolaire et d'un échantillonneur ultra rapide est utilisé pour démoduler le signal reçu. Commençons par la description du module d'émission.

III.2.i. MODULE D'EMISSION

Le signal d'émission doit donc être un signal impulsionnel ULB opérant en bande millimétrique. Il existe plusieurs techniques de génération de signaux millimétriques impulsionnels [3]. Notre module d'émission exploite une source millimétrique et un commutateur commandé au rythme des impulsions sub-nanosecondes. L'objectif fixé est de réaliser une source stable associée à un commutateur à faible consommation, forte isolation et ultra rapide pour générer des impulsions courtes de l'ordre de quelques centaines de picosecondes. Les amplificateurs doivent pouvoir délivrer une puissance suffisante, au moins quelques dBm, et les antennes doivent posséder un gain important ainsi qu'une bonne efficacité (> 60 %).

Cet émetteur est basé sur la transposition d'impulsions ultra-courtes en bande millimétrique à l'aide d'un modulateur actif. Il ne nécessite pas l'emploi d'un générateur d'impulsions en particulier. La source millimétrique est constituée d'un OCT (Oscillateur Contrôlable en Tension) à 30 GHz associé à un doubleur de fréquence pour porter le signal à la fréquence finale de 60 GHz. Le générateur d'impulsion définit la forme d'onde et sa largeur.

Cette porteuse est échantillonnée à l'aide du commutateur commandé par les impulsions répétées à une fréquence d'horloge définie. Le signal résultant correspond à une suite d'impulsions transposées dans la bande de fréquence millimétrique. Ce signal est amplifié puis filtré. Des antennes de type cornet large bande sont utilisées. L'ouverture à 3 dB du diagramme de rayonnement est de 60° et le gain d'antenne est de 8 dBi.

Chaque étage du module « Emetteur » est maintenant présenté dans les figures qui suivent.

L'oscillateur à commande de tension (OCT) :

La figure V.10 représente l'oscillateur à commande de tension (OCT) à 30 GHz ou VCO en anglais. Sa taille fait 1,5*1,2 mm². Sa puissance de sortie est de 13 dBm. La mesure caractéristique $F = f(V_{commande})$ est donnée figure V.8.

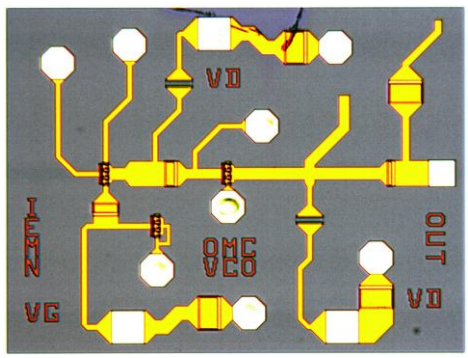


Figure V.8 : Photographie du circuit OCT 30 GHz.

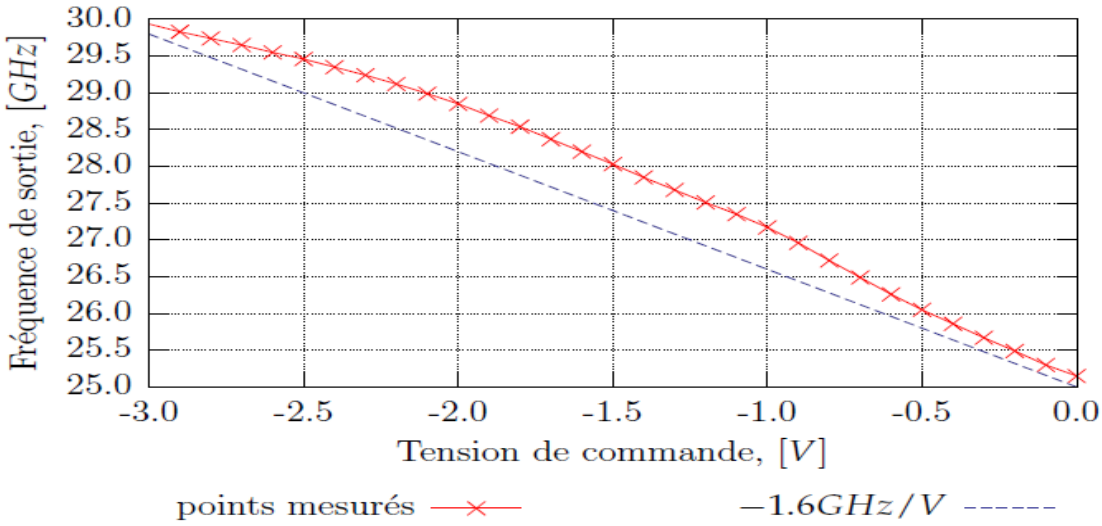


Figure V.9 : Fréquence de sortie de l'OCT en fonction de la tension de commande.

Le signal OL généré par l'OCT à 30 GHz passe ensuite dans un doubleur de fréquence pour atteindre 60 GHz. La photographie de ce dernier est présentée dans la figure V.10. Il possède la même taille que celui de l'OCT (1,5*1,2 mm²).

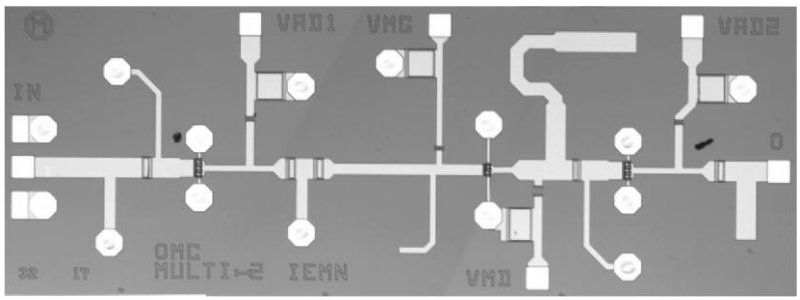


Figure V.10 : Doubleur de fréquence 60 GHz.

Le doubleur de fréquence est constitué de 3 éléments actifs (voir figure V.11). Il s'agit d'un amplificateur :

- tampon d'entrée à F0 = 30 GHz ;
- « non linéaire » dont la classe de fonctionnement peut être modifiée par la tension de grille ;
- tampon de sortie à 2 × F0 = 60 GHz.
- La consommation continue est de 220 mW sous 3 V.

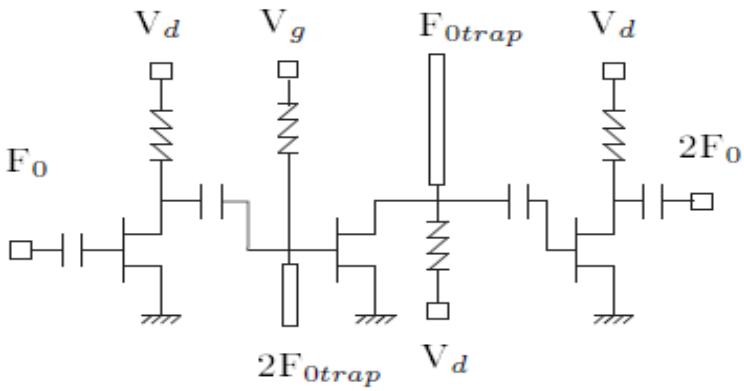


Figure V.11 : Schéma électrique du doubleur de fréquence.

Une fois le signal millimétrique OL généré, nous considérons maintenant la partie en bande de base constituée du générateur d'impulsions ultra-courtes présenté figure V.12.

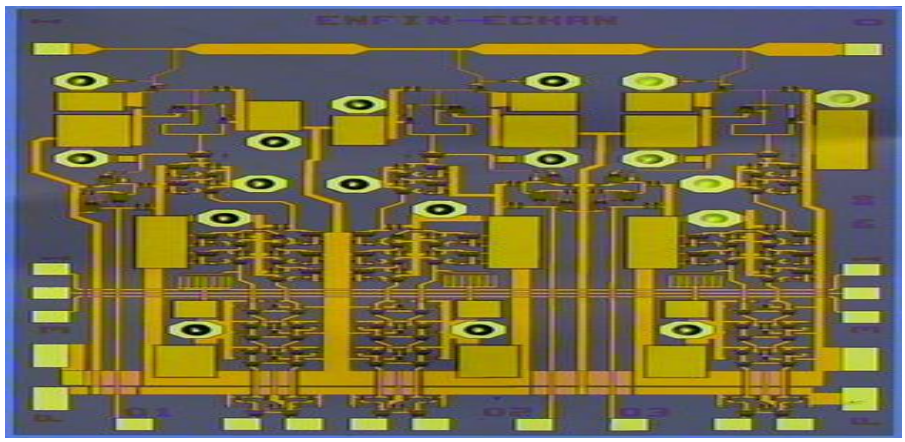


Figure V.12 : Générateur d'impulsion.

La référence de ce générateur d'impulsion est connue sous la nomenclature « GP-ED02v1 ». La modulation de largeur d'impulsion du générateur provient du déphasage existant sur deux horloges. La forme d'onde de l'impulsion présente une amplitude de 800 mV sur $50\,\Omega$, quelle que soit la largeur d'impulsion supérieure à 65 ps. Ceci est visible sur la figure V.13 suivante.

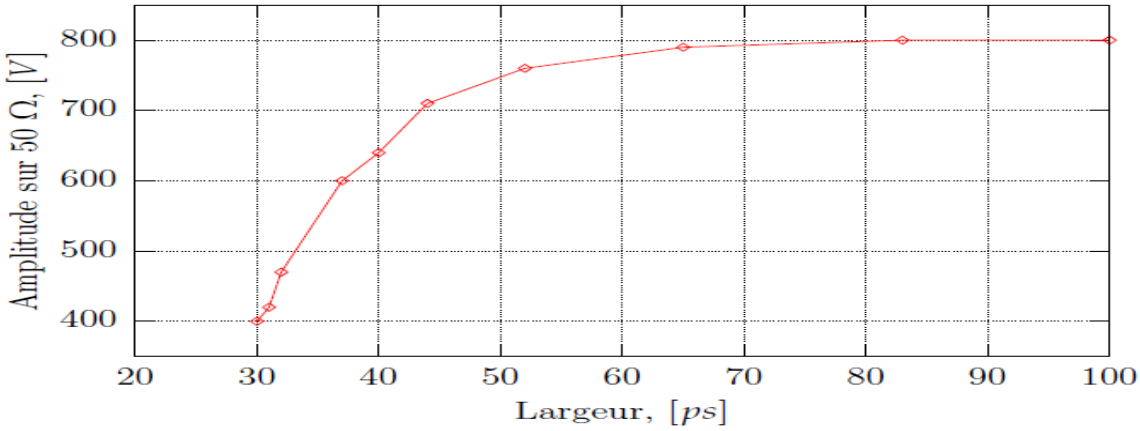


Figure V.13 : Amplitude de l'impulsion en fonction de sa largeur.

L'échantillonnage de la porteuse 60 GHz commandé par les impulsions en bande de base procure un signal ensuite amplifié par un MPA (Medium Power Amplifier) et filtré avant d'atteindre l'antenne.

L'amplificateur est représenté figure V.14: celui-ci est composé de quatre étages conçus de manière à être inconditionnellement stable sur la bande DC - 110 GHz. Cette stabilité inconditionnelle est assurée pour des tensions VGS comprises entre 0 V et -1,2 V. Cette caractéristique est importante puisque la puissance de saturation en sortie du MPA peut ainsi être ajustée en modifiant la valeur de la tension VGS des différents transistors.

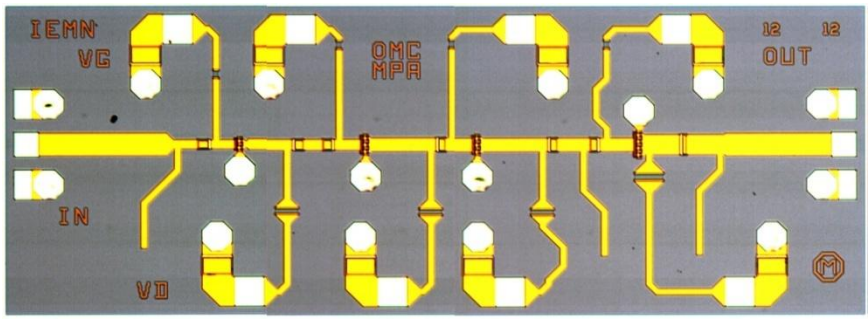


Figure V.14 : Amplificateur de puissance (MPA).

Les résultats expérimentaux montrent un gain quasi-constant supérieur à 15 dB dans la bande de fréquences 54-58 GHz. Pour cette bande de fréquence, la puissance de saturation est de 16 dBm en sortie du MPA.

L'absence d'oscillation est bien vérifiée pour les valeurs de tension VGS choisies afin d'assurer le contrôle de la puissance de saturation : pour une tension VGS évoluant entre 0V et -1.2V, la puissance

de sortie sera comprise entre 16 dBm et - 2 dBm. Après amplification le signal est filtré puis émis par l'antenne de type cornet. Une photo de cette antenne est représentée dans la figure V.15 qui suit.



Figure V.15 : Antenne de type cornet.

Après émission, le signal se propage sur le canal de propagation pour arriver au module de réception. Les composants de ce module de réception sont maintenant présentés.

III.2.ii. MODULE DE RECEPTION

La réception exploite un premier étage d'amplification équipé d'un LNA disposant d'un faible facteur de bruit. Ceci permet d'améliorer et d'optimiser le rapport signal sur bruit de la chaine de réception. Ensuite, selon l'architecture de récepteur sélectionnée, nous trouvons alternativement une détection d'enveloppe du signal si l'on souhaite retrouver le signal impulsionnel en bande de base ou, une démodulation I/Q si l'on souhaite retrouver le signal en bande millimétrique. Notre module de réception à 60 GHz, exploite une détection d'enveloppe. Signalons ici que le module de réception 79 GHz en cours de développement utilisera quant à lui un « downconverter » suivi d'une démodulation I/Q.

La topologie du LNA est similaire à celle du MPA comme l'indique la figure V.16 : l'étage d'entrée est conçu de manière à obtenir un facteur de bruit de faible valeur tout en gardant une adaptation suffisante. Tous les transistors sont identiques et occupent un développement total de 60 µm réparti sur 4 doigts (4 x 15 µm). Chaque étage est conçu pour être inconditionnellement stable.

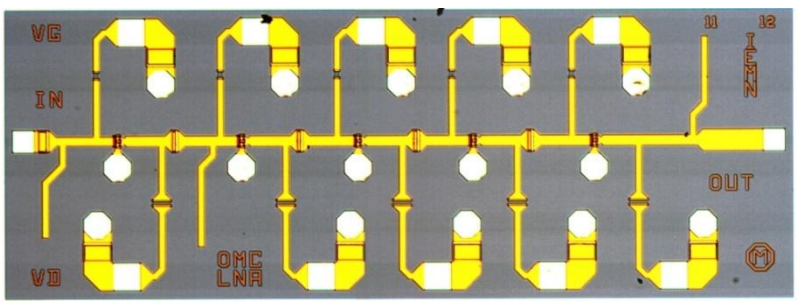


Figure V.16 : Photographie du préamplificateur faible bruit (LNA).

Les résultats expérimentaux mettent en évidence un gain plat supérieur à 25 dB dans la bande 54-58 GHz. Le facteur de bruit est de l'ordre de 5 dB et l'adaptation d'entrée est inférieure à -13 dB dans cette bande de fréquence. Un détecteur d'enveloppe suivi d'un oscilloscope numérique Tektronix TDS 6124C utilisant une fréquence d'échantillonnage de 40 Géch/s constitue le reste de notre récepteur.

Disposant d'un couple émetteur-récepteur, nous développons maintenant une approche permettant d'effectuer des mesures de localisation selon les techniques TOA, TDOA avec ces équipements.

III.3. DESCRIPTION DU BANC DE MESURE

Nous reprenons l'environnement de laboratoire précédent mais cette fois, nous proposons de laisser l'émetteur en position fixe et de faire varier la position du récepteur par pas de quelques centimètres. La figure V.17 présente cette disposition géométrique retenue. L'émetteur est centré sur la position médiane des positions successives adoptées par le récepteur, à une distance de 2,5 m. La hauteur de l'émetteur et du récepteur est de 1 m en dessus du sol du laboratoire.

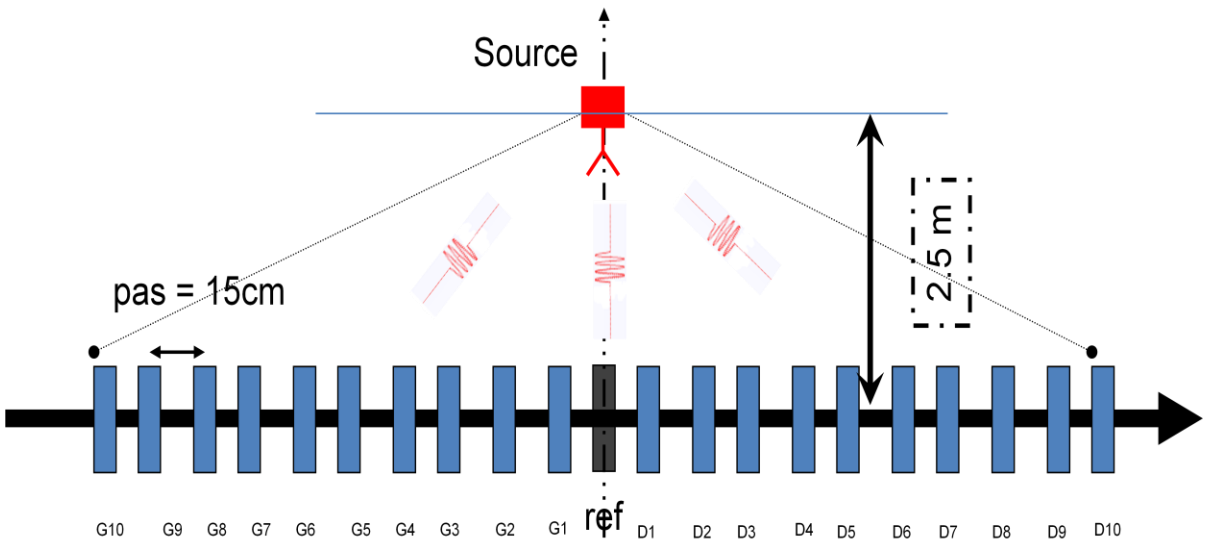


Figure V.17 : Schéma synoptique de la configuration de mesure à 60 GHz.

Un ensemble de 21 mesures consécutives est enregistré avec un pas d'incrémentation de la position du récepteur de 15 cm. Cette série comprend une mesure de référence prise dans le cas où les capteurs sont face l'un à l'autre, puis 10 mesures à droite de cette position de référence et 10 autres à gauche. Une liaison coaxiale assure la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur et permet d'avoir une référence de temps commune à toutes les mesures. Les signaux récupérés sur l'oscilloscope numérique sont déclenchés par le front montant de cette fréquence horloge.

Figure V.18, nous présentons quatre formes reçues sur quatre position-capteurs consécutives en sortie de récepteur, après détection d'enveloppe. 1000 points représentent 1 ns.

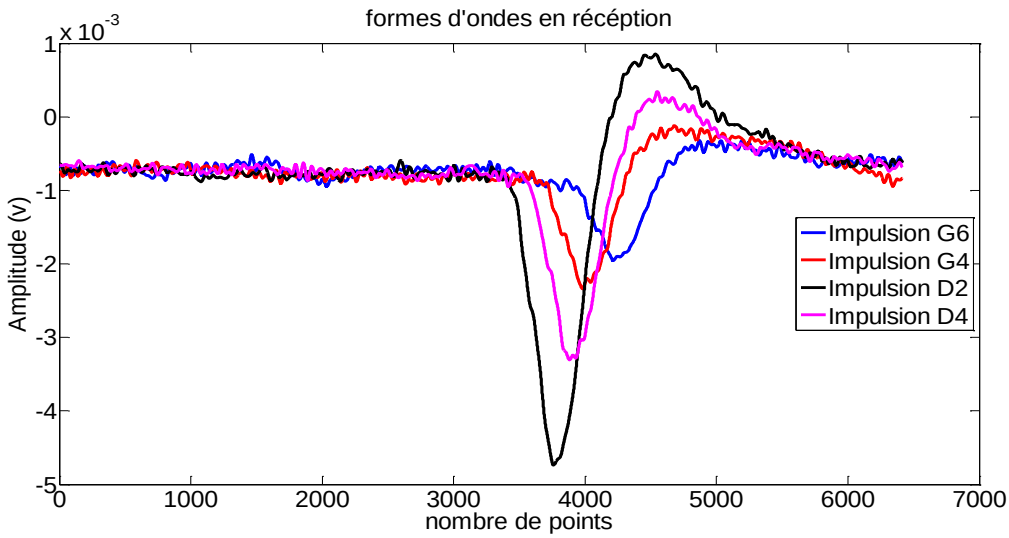


Figure V.18 : Formes d'onde obtenues en réception.

Nous observons sur cette figure le décalage progressif de l'impulsion en fonction du décalage latéral et donc de la distance séparant l'émetteur du capteur. Nous remarquons que les quatre impulsions sont faciles à distinguer. Dans ce cas particulier, l'émetteur est plutôt proche de la position D4 (4ème à droite de la référence). Au fur et à mesure de l'éloignement de droite à gauche, l'impulsion est de plus en plus déphasée et atténuée à cause de la distance croissante et des diagrammes de rayonnement conjugués des deux cornets.

Une fois les signaux récupérés pour chacune de ces 21 positions, nous estimons la distance séparant l'émetteur du récepteur pour chaque cas. Cette distance également appelée distance radar est établie par calcul de corrélation entre les enveloppes des signaux émis et reçus.

Pour la méthode TDOA, nous appliquons la méthode de Chan [4] en exploitant les données de quatre positions capteurs ou plus précisément de deux couples de deux positions de capteurs. Ces couples de position capteurs sont choisis parmi les 21 disponibles permettant de définir un écart entre capteurs par pas de 15 cm ainsi qu'une longueur maximale de ligne de base. L'organigramme de la figure V.18 explique ce processus.

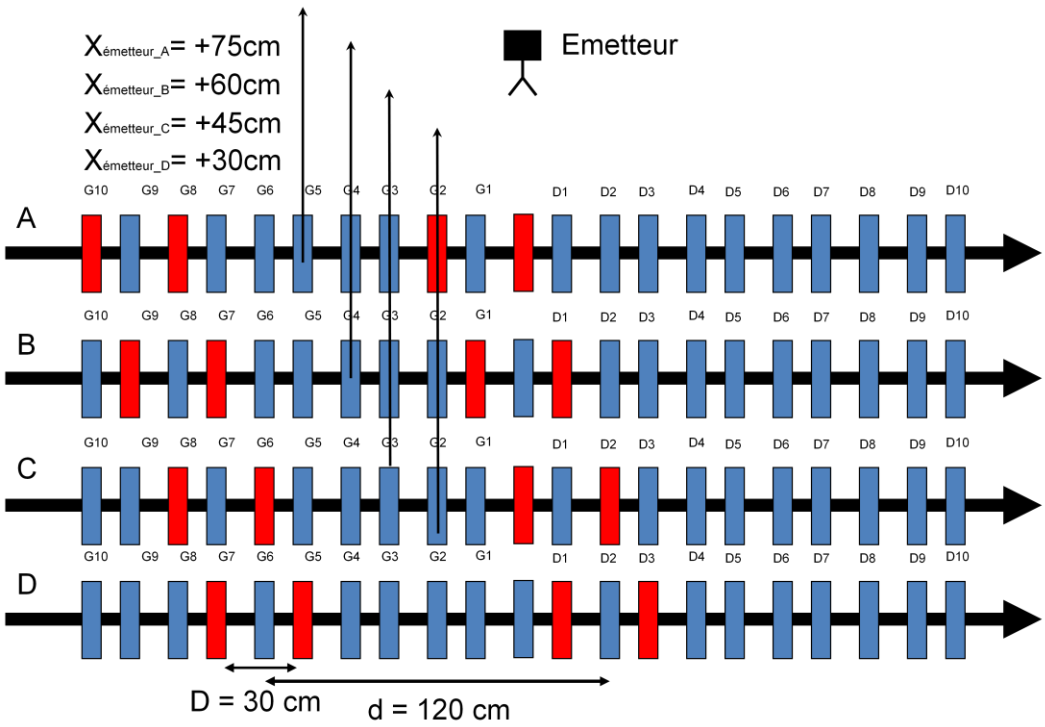


Figure V.19 : Dispositions de mesure du couple émetteur-récepteur millimétrique.

Ces dispositions successives notées A à D permettent, en sélectionnant et en décalant la position des 4 capteurs en réception, de simuler un déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur de part et d'autre de sa position médiane ainsi qu'une variation de la longueur de la ligne de base entre capteurs. Différentes valeurs des paramètres « D » et « d » ont été expérimentées. Nous présentons ici les résultats obtenus avec D = 30 cm et d = 120 cm.

III.4. RESULTATS ET DISCUSSION

La figure V.20 montre la mise en œuvre effectuée.

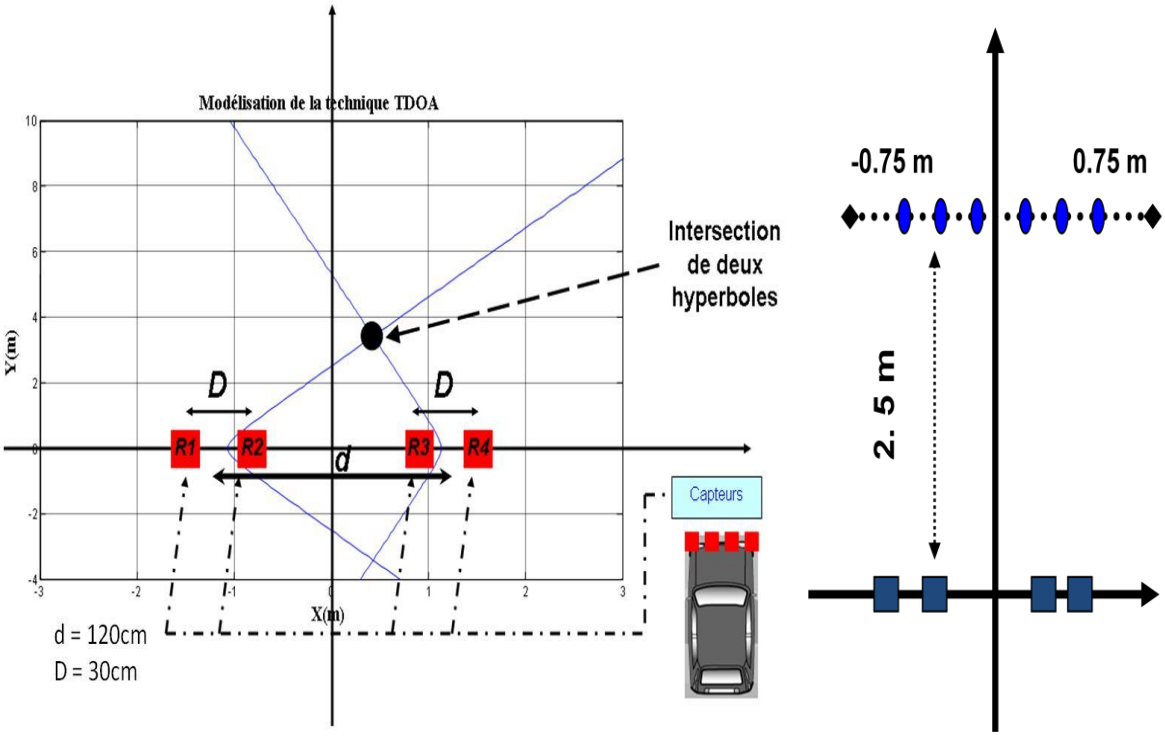


Figure V.20 : Disposition des capteurs pour la technique TDOA.

Les quatre capteurs sont alignés sur une ligne de base de longueur totale de 1,5 m. La cible est localisée à l'intersection de deux hyperboles en appliquant la méthode de Chan. Six différentes positions de l'émetteur prises en compte sont successivement : -75 cm, -45 cm, -15 cm, +15 cm, +45 cm, +75 cm. Les résultats expérimentaux sont présentés figure V.21 et comparées aux positions absolues mesurées.

Avec cette technique de mesure indirecte des temps de propagation, nous obtenons de bons résultats car nous bénéficions de façon implicite de la synchronisation des signaux partageant la même référence de temps.

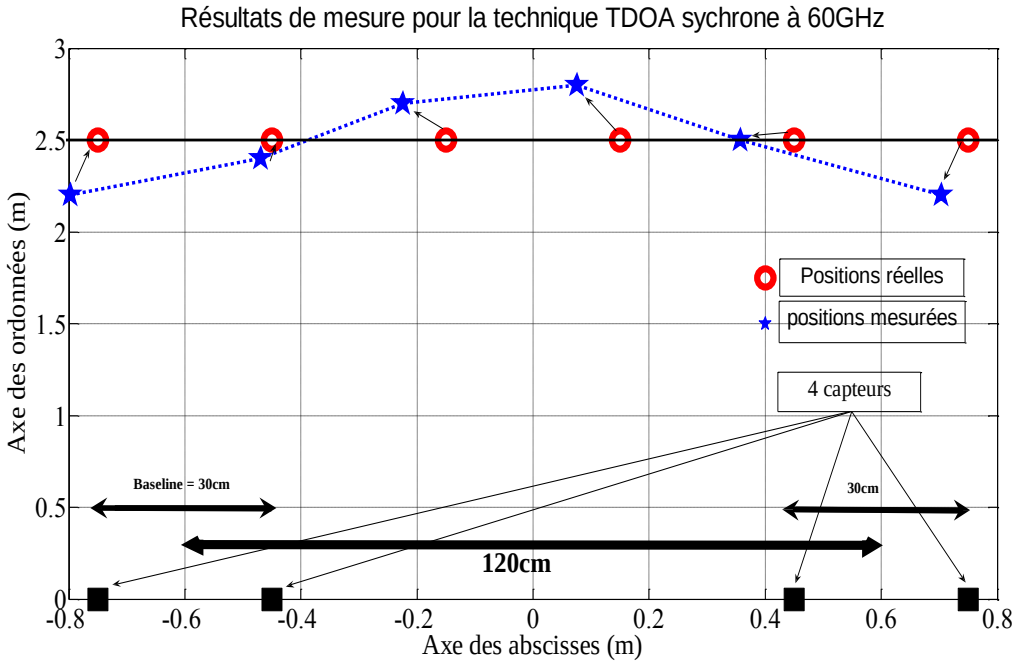


Figure V.21 : Résultats de mesure pour la technique TDOA à 60 GHz.

Nous obtenons toutefois un biais systématique de décalage du côté des abscisses négatives, biais à peu près constant.

Nous observons une surestimation de la distance le long de l'axe des ordonnées pour des valeurs autour d'une abscisse nulle ainsi qu'une sous estimation de cette distance pour les décalages latéraux maximum envisagés. L'erreur de localisation reste inférieure à 30 cm en utilisant une largeur de bande de 500 MHz.

IV. MESURE DE CANAL DE PROPAGATION A 63 GHZ

L'objectif de ce sous-chapitre est de comparer le modèle de canal de propagation présenté initialement partie II du chapitre IV précédent avec des mesures d'atténuation effectuées in situ.

Ne disposant pas encore des équipements fonctionnant à 79 GHz, en cours de développement dans le projet VELO, nous avons effectué cette validation en gamme millimétrique, à 63 GHz [5]. Ainsi que nous l'avons indiqué au chapitre II, une gamme de fréquences pour la communication inter-véhicules existe également en Europe entre 63 et 64 GHz qui justifie ce choix particulier.

IV.1. RESULTATS DE SIMULATION DU MODELE DE PROPAGATION

Pour cette comparaison et dans un premier temps, le modèle de simulation à deux rayons est exploité cette fois à la fréquence de 63 GHz où nous serons en mesure de le comparer avec des mesures expérimentales. La permittivité complexe du sol garde une valeur identique à celle utilisée à 79 GHz soit $\varepsilon_r = 4.5 - j0.6$.

La puissance de la source est de 10 dBm. Nous considérons un gain total d'antenne de 26 dB et une portée maximale de propagation égale à 100 m. Figure V.22 nous représentons l'évolution de la puissance reçue en fonction de la portée pour une hauteur d'antenne d'émission (Tx) au-dessus de la route de 15 cm et une hauteur d'antenne de réception de 26 cm.

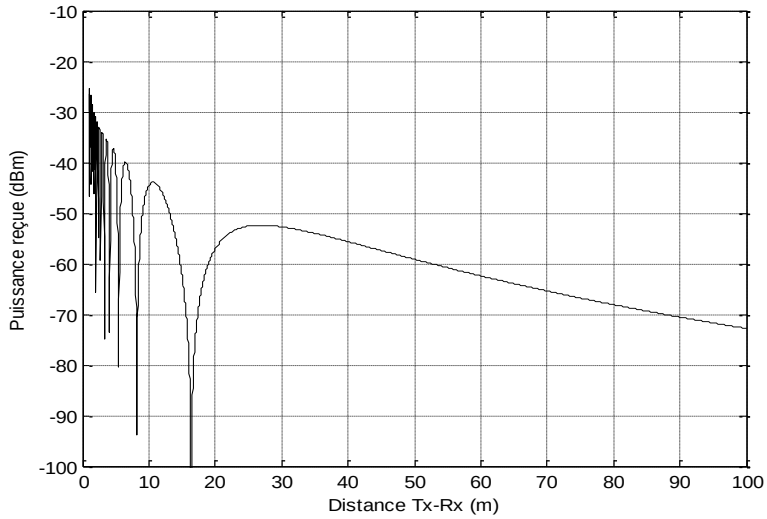


Figure V.22 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx = 15 cm, Rx = 26 cm.

Pour les mesures présentées Figure V.23, la hauteur de l'antenne de l'émetteur est cette fois baissée jusque 11 cm et celle du récepteur jusque 8 cm.

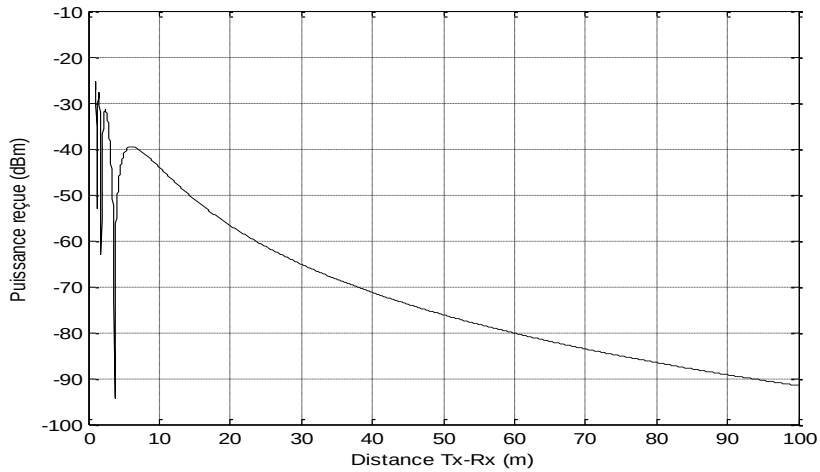


Figure V.23 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx = 11 cm, Rx = 8 cm.

De façon opposée, pour des hauteurs d'antennes plus élevées, la figure V.24 présente, avec la même configuration que précédemment, les résultats obtenus pour une hauteur d'antenne d'émission égale à 40 cm et une hauteur d'antenne de réception au-dessus du sol de 70 cm. Ces dernières valeurs sont toutefois probablement trop élevées par rapport à une utilisation réelle d'un radar monté sur un pare-chocs de véhicule automobile.

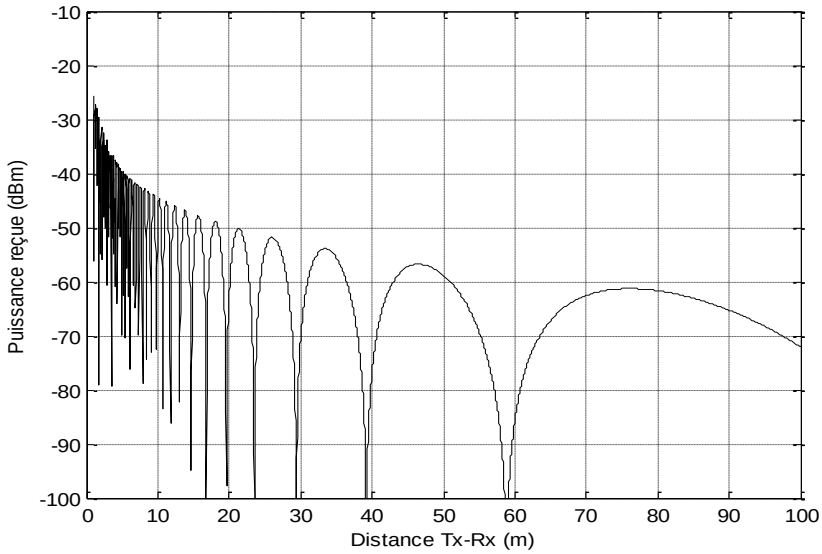


Figure V.24 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx =40 cm, Rx =70 cm.

Nous déduisons de ces simulations qu'en utilisant des antennes très basses au-dessus du sol, nous minimisons les différences de trajet entre rayons et réduisons de ce fait les phénomènes de battement et d'interférences entre signaux. Toutefois, pour de faibles hauteurs d'antennes, nous obtenons une augmentation importante de l'atténuation longitudinale. Un compromis doit donc être défini prenant

en compte ces paramètres ainsi que les contraintes de fixation mécanique des radars dans les pare-chocs.

IV.2. COMPARAISON THEORIE EXPERIMENTATION

Afin d'évaluer la représentativité de ces résultats de simulation, nous effectuons maintenant des mesures expérimentales dans des conditions similaires. Ces mesures sont pratiquées sur un aéroport désaffecté. Cet aéroport permet de disposer de conditions de dégagement optimales (absence de bâtiments et d'autres véhicules dans un rayon de 300 m), et de situer les mesures au-dessus d'un sol quasi-plan réalisé en asphalte. Nous utilisons un chariot motorisé sur pneumatiques présenté figure V.25. Ce chariot se déplace à la vitesse minimale de 5 cm/s (environ 10 longueurs d'onde/s). Visibles également sur cette figure V.25, le chariot porte l'antenne cornet de réception, le mélangeur externe et l'analyseur de spectre couplé à un calculateur permettant d'enregistrer les valeurs de puissance reçues. L'émetteur est constitué d'un générateur Anritsu 68397C associé à la même antenne cornet qu'en réception. Le générateur délivre une puissance de 10 dBm. Le gain de chaque antenne cornet (50-70 GHz) est de 13 dB.

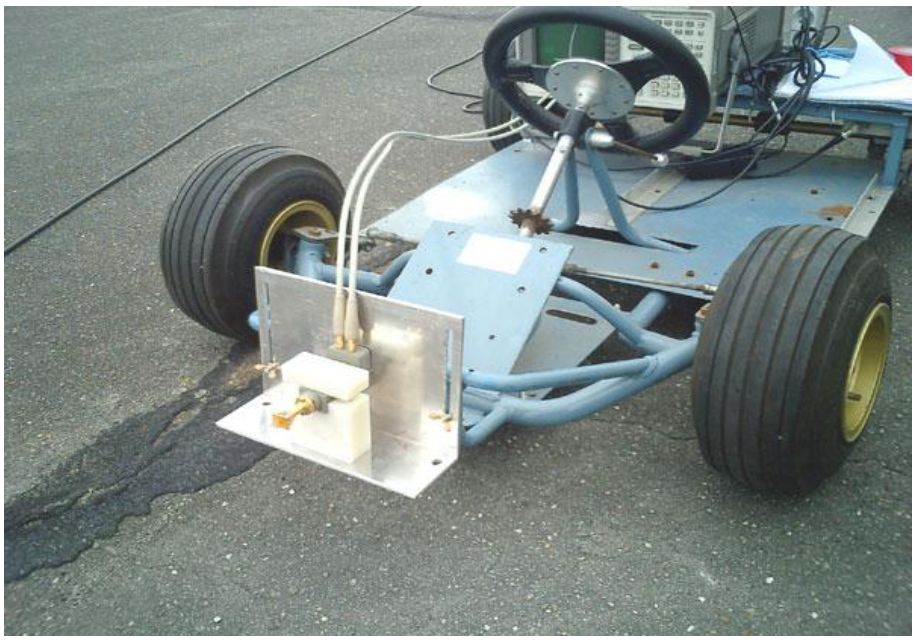


Figure V.25 : Chariot motorisé portant l'équipement mobile de réception ; l'antenne cornet est ajustable en hauteur et polarisation.

La figure V.26, présente les résultats de mesure obtenus sur un trajet en ligne droite de 80 m avec une hauteur d'antenne d'émission de 15 cm et une hauteur d'antenne de réception de 26 cm. Nous retrouvons des résultats proches de ceux présentés figure V.22 obtenus par simulation.

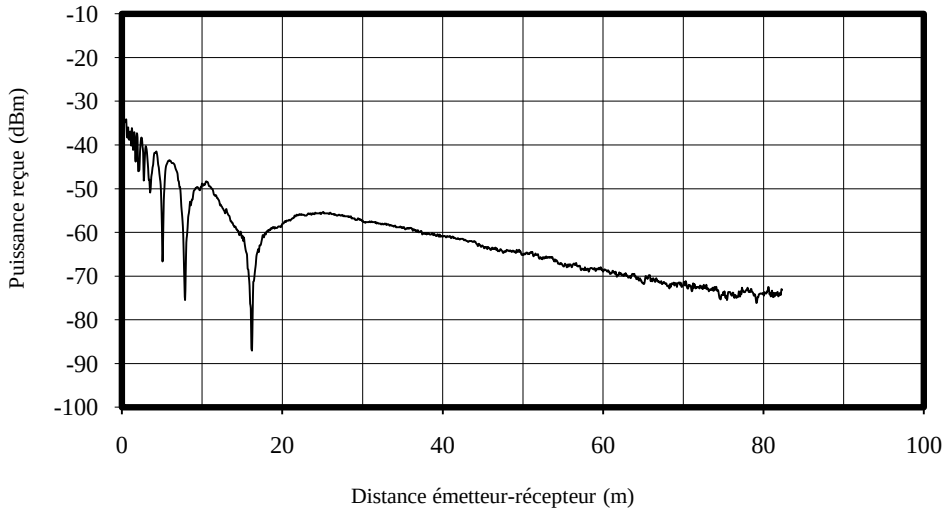


Figure V.26 : Mesures de puissance reçue à 63 GHz, hauteurs antennes Tx = 15 cm, Rx = 26 cm.

Sur la Figure V.27, la hauteur de l'antenne d'émission est maintenant réduite à 11 cm et celle du récepteur à 8 cm.

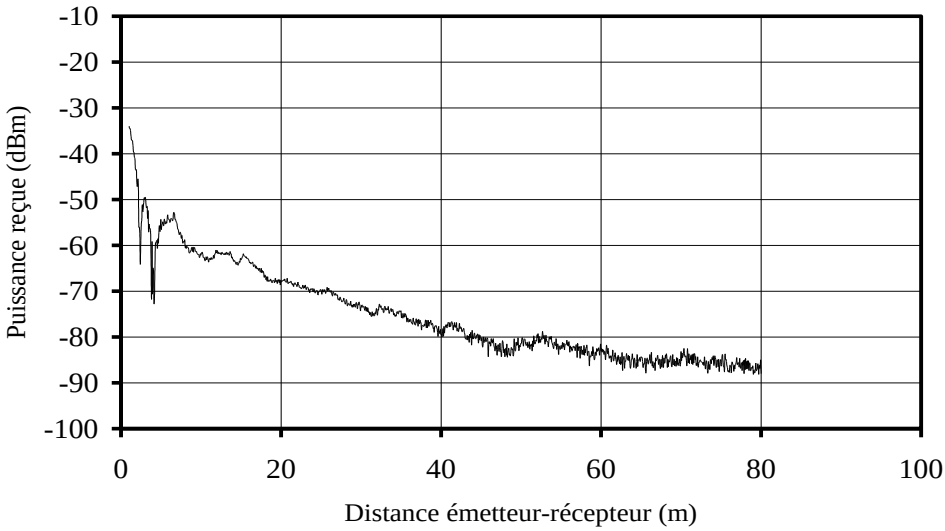


Figure V.27 : Mesures de puissance reçue à 63 GHz, hauteurs antennes Tx = 11 cm, Rx = 8 cm.

Sur ces figures V.26 et V.27, -90 dBm représente approximativement le plancher de bruit de notre dispositif de réception. Bien que la vitesse de notre chariot motorisé soit très basse et qu'une acquisition sur une distance d'une centaine de mètres prenne de ce fait du temps, le chariot parcourt un grand nombre de longueurs d'ondes par seconde. De ce fait les minimas absolus de puissance reçue restent difficiles à échantillonner et enregistrer. Les configurations expérimentales présentées sur ces deux dernières Figure V.26 et Figure V.27 sont celles simulées précédemment, dont les résultats

apparaissent dans les figures V.22 et V.23. Les simulations et les expérimentations s'avèrent en bon accord dans le cadre de cette mesure en bande étroite.

IV.3. PROPAGATION SOUS LA CAISSE D'UN VEHICULE INTERMEDIAIRE

Dans la partie précédente, nous avons mesuré l'atténuation du signal au-travers du canal de propagation entre un émetteur et un récepteur au-dessus de la chaussée. Cette mesure a été effectuée en fonction de la distance ainsi que des hauteurs d'émetteur et de récepteur. Dans ce cas nous avons considéré qu'il n'existe aucun obstacle entre ces deux derniers.

Il s'avère également intéressant de considérer un cas particulier, réaliste, dans lequel il existe un obstacle (voiture, camion) interposé entre la source et le récepteur. La propagation du signal millimétrique s'effectuant alors notamment entre le dessous de caisse du véhicule interposé et la chaussée. Pour ce cas de figure, la hauteur de l'émetteur est également de 15 cm au-dessus de la chaussée et celle du récepteur de 26 cm.

L'antenne d'émission est située entre le pare-chocs avant et la surface de la route, rayonnant à l'arrière, tel que représenté sur la partie supérieure de la figure V.28.

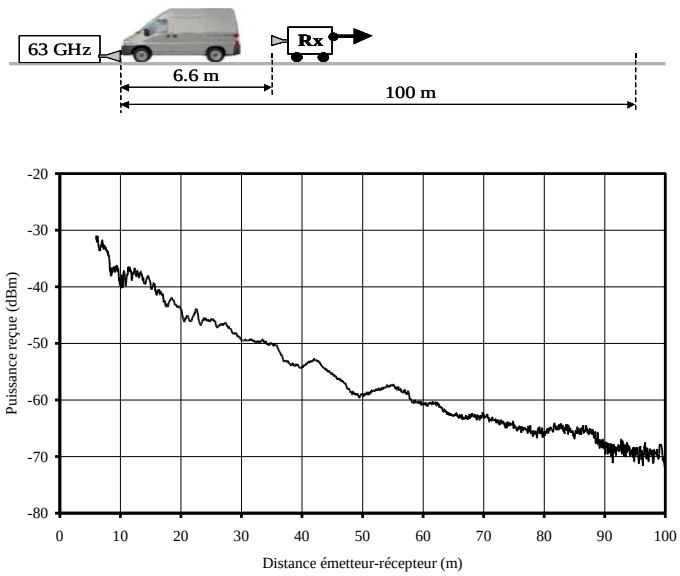


Figure V.28 : Puissance reçue en utilisant un véhicule obstacle côté émetteur.

L'antenne de réception de type cornet et l'analyseur de spectre sont situés sur le chariot présenté figure V.32. Ce dernier se déplace lentement du pare-choc arrière du camion allant jusqu'à une distance de 90 m en s'éloignant de la source. Les mesures commencent à une distance d'environ 6 m de l'émetteur, ce qui laisse libre une longueur suffisante pour intercaler notre camionnette d'essai. À la

portée maximale mesurée (90 m), nous obtenons une atténuation équivalente à celle simulée ou mesurée directement, sans propagation au-dessous du camion. Dans ces conditions, ceci confirme le fait que la propagation sous le véhicule n'augmente pas l'atténuation globale du canal. Ce résultat se vérifie en polarisations horizontale et verticale.

Quelques expérimentations ont également été menées afin d'étudier l'impact de la directivité de l'antenne de l'émetteur.

La figure V.29 montre la configuration de l'antenne de l'émetteur modifiée. L'antenne de type cornet d'origine est placée au point focal d'une lentille de Fresnel. Ceci permet de changer aisément et fortement la directivité de l'antenne de base.

L'ouverture du diagramme de rayonnement évolue ainsi de 2 x 15° à 2 x 2,5° dans les deux plans E et H.



Figure V.29 : Vue de dessus de la lentille de Fresnel illuminée par l'antenne de type cornet.

La figure V.30 présente des résultats comparatives dans les deux cas où l'on utilise l'antenne de base de type cornet (courbe grise) puis celle modifiée avec la lentille de Fresnel (courbe noire). Le scénario reste le même que celui utilisé en haut (figure V.29). Nous remarquons une différence négligeable à proximité du pare-choc arrière du camion. Cette différence croit avec la distance pour se stabiliser rapidement. Un gain moyen global de 8 dB est ensuite obtenu le long du trajet correspondant à l'augmentation de la directivité de l'antenne d'émission.

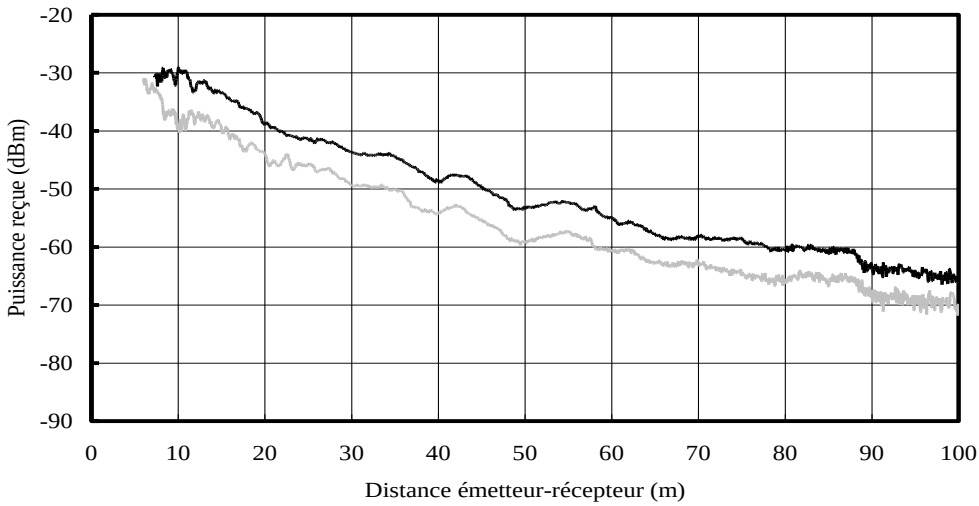


Figure V.30 : Influence de l'augmentation du gain et de la directivité de l'antenne d'émission.

V. TENTATIVE D'EXTRAPOLATION DE CES RESULTATS AUX FUTURS CAPTEURS 79 GHZ

Les expérimentations menées à 4 GHz puis à 60 GHz ne couvrent que partiellement le champ d'essais nécessaire à valider la capacité d'un radar à courte portée à localiser précisément les cibles. Ces expérimentations apportent toutefois quelques enseignements utiles quant aux performances effectives du futur équipement.

Poursuivant ce raisonnement, nous avons souhaité réfléchir, à la fin de ce chapitre expérimental, aux améliorations mais aussi aux limitations supplémentaires qui seront introduites sur cette capacité de localisation lorsque nous disposerons des têtes millimétriques à 79 GHz dont la description a été donnée chapitre II.

Ces éléments sont regroupés dans le tableau V.3 suivant et laissent apparaitre un potentiel d'amélioration de performances important

VI. CONCLUSION DU CHAPITRE V

Ce chapitre nous a permis de valider certains aspects évalués précédemment par simulation en mettant en œuvre sur des signaux mesurés les algorithmes de localisation à base de temps (TDOA et TOA/TDOA) développés.

De premières expérimentations effectuées à 4 GHz ont permis de nous familiariser avec la technique de localisation utilisant des impulsions brèves. Pour de courtes portées nous avons pu vérifier la pertinence d'une approche hybride TOA/TDOA.

Des expérimentations en laboratoire ont été menées en gamme millimétrique avec un banc de mesure réalisé spécifiquement avec des composants disponibles à 60 GHz. Avec la technique de mesure indirecte des temps de propagation mise en œuvre, nous obtenons de bons résultats car nous bénéficions de façon implicite de la synchronisation des signaux partageant la même référence de temps.

Des mesures expérimentales menées in situ ont permis de valider l'approche choisie dans la simulation exploitant un modèle de propagation à deux rayons direct et réfléchis sur la chaussée.

Enfin, nous avons analysé certains paramètres différentiateurs entre notre équipement 60 GHz exploité pour les essais menés en laboratoire et ceux attendus lorsque l'équipement prototype fonctionnant à 79 GHz sera opérationnel.

paramètre	**Système à 60GHZ**	**commentaire**	**Système à 79GHz**	**Commentaire**
sensibilité	Moyenne		meilleure	On a une meilleure sensibilité en réception à 79GHz
Oscillateur local	VCO libre	Interdit toute intégration Stabilité fréquentielle importante	VCO verrouillé	Bruit de phase prévu Possibilité d'intégration Source instable introduisant un défaut de trigger
Ampli	MPA	Gain = 20dBm	PA en parallèle	Gain total = 40Bm
Antenne	Type cornet		Patch	Antenne à balayage électronique Gain >13dBi
NF		6 dB	7,5 dB	
Absorption oxygène	11 dB/m		3-5 dB/Km	Cette valeur sera multipliée par deux pour le trajet aller-retour
DSP moyenne PIRE			-15 à -3 dBm/MHz	
Puissance PIRE crête			46,2 dBm à 55 dBm	
Puissance moyenne			18 dBm à 30 dBm	
Démodulation	Détection d'enveloppe	Pas d'information sur la phase Limitation en communication	Démodulation I/Q	Plus grande marge pour la modulation en communication

Tableau V.3 : comparaison modules radio à 60 GHz vs. 79 GHz.

VII. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V

[1] 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", Rapport de thèse, ENST - COMELEC Communication et Electronique, ENST, 2005.

[2] Nicolas Deparis, "Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants", rapport de thèse, IEMN, 2007.

[3] Jean Francois Naviner, "Génération d'impulsions fondamentaux et applications", ENST-CNRS - http://gdr-ondes.lss.supelec.fr/actu/241006Naviner.pdf.

[4] Chan Y. T. and Ho, K. C., "A simple and efficient estimator for hyperbolic location", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, n°. 8, Aug. 1994.

[5] M. Heddebaut, J. Rioult, J. P. Ghys, Ch. Gransart and S. Ambellouis, "Broadband vehicle-to-vehicle communication using an extended autonomous cruise control sensor", Ed. Institute of Physics Publishing, Measurement Science and Technology, Vol. 16, pp. 1363–1373, May 2005.

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire de thèse présente les résultats d'une évaluation des performances en localisation d'un radar ultra large bande millimétrique pour véhicule routier.

Nous nous sommes intéressés à la localisation relative précise, en deux dimensions, des véhicules ou cibles situées dans le champ de détection de radars automobiles à courte portée.

La zone de détection considérée correspond à un rectangle de 30 m de profondeur sur 10 m de large. Le capteur source de signaux est centré sur une largeur de ce rectangle. Ces données sont celles associées au cahier des charges de ces radars à courte portée.

Nous avons sélectionné le cas d'un système de détection avant des véhicules mais l'étude pourrait être étendue à un système de détection de cibles arrière ou latérales en installant les capteurs au niveau du pare-chocs arrière ou au niveau des boucliers latéraux.

Disposant d'une bande passante importante de 4 GHz, une technique ultra large bande s'est imposée. Celle-ci est également justifiée par l'exigence de précision décimétrique de localisation relative des véhicules situés dans la zone de détection. La technologie ULB offre en effet un excellent potentiel de positionnement sans fil en raison de sa haute capacité de résolution dans le domaine temporel ainsi que de discrimination de cibles et de trajets multiples.

Considérées telles des solutions optimales, les techniques de localisation fondées sur des mesures de temps de vol des signaux de type TOA, TDOA et DOA (Time Of Arrival, Time Différence Of Arrival, Direction Of Arrival) ont été évaluées.

L'objectif principal fixé à ce travail est d'évaluer s'il est possible, en utilisant la fréquence centrale et la largeur de bande attribuées, d'obtenir une précision de localisation au moins décimétrique pour des cibles disposant d'une surface équivalent radar d'au moins 1 m^2 dans toute la zone de détection. Cet objectif doit être obtenu en présence d'un rapport signal sur bruit justifié par la puissance de l'émetteur mise en jeu, l'efficacité des antennes prévues et le facteur de bruit prévisible du récepteur ainsi qu'en présence de l'interface air-sol. A 79 GHz, réaliser des équipements délivrant les puissances moyennes ou crêtes autorisées par la norme reste encore au-delà de l'état de l'art, les facteurs de bruit et les efficacités d'antenne devraient également encore pouvoir progresser.

Dans ce contexte, nous avons suivi la logique d'étude suivante :

Nous avons entamé l'étude en restituant dans le chapitre I et II les résultats de l'état de l'art effectué, ciblé dans un premier temps sur les techniques de localisation puis, sur celles plus spécifiques, qu'il serait possible de mettre en œuvre sur un capteur de type radar. Dans le chapitre II, nous avons effectué quelques rappels sur les radars et les réglementations européennes en vigueur. Nous avons

rappelé et discuté des deux techniques de **radar** à impulsions et des radars à ondes continues et indiqué le choix du radar à impulsions retenu par le consortium de recherche VELO. Les spécifications de haut niveau du capteur puis, les spécifications détaillées du capteur produites par le projet nous ont permis de stabiliser quelques paramètres du dispositif (longueur de la ligne de base, largeur des impulsions, rapport signal à bruit possible…).

Dans le chapitre III, nous avons identifié les paramètres qu'il nous paraissait indispensable de modéliser afin de réaliser une simulation apte à rendre compte des performances du capteur dans son environnement. Nous avons balayé un par un ces paramètres : nombre de capteurs, ligne de base, formes d'onde, rapport signal à bruit, jitter, fréquence d'échantillonnage, modèle de canal de propagation, surface équivalente radar et proposé les valeurs ou les fourchettes de valeur qu'il nous paraissait judicieux de considérer, étant données les contraintes associés à cette réalisation particulière.

Lors du chapitre IV, ces éléments nous ont permis de développer et d'exploiter sous Matlab™ et ADS™ les modèles de simulation adéquats. Ces modèles de simulation ont fourni des enseignements utiles dont nous reprenons ci-dessous certains qui nous paraissent importants :

- ✓ Un nombre de trois capteurs disposé de façon symétrique est nécessaire et semble également suffisant pour réaliser la fonction de localisation avec la précision requise.
- ✓ Une ligne de base exploitant la largeur utile disponible (pare-chocs) optimise la précision de détection aux portées les plus importantes.
- ✓ une fréquence d'échantillonnage de 25 Gech/s est nécessaire pour conserver l'objectif de précision sur une portée allant jusque 20-25 m.
- ✓ l'influence des valeurs de jitter sélectionnées peut être compensée et au final s'avère d'impact réduit.
- ✓ Une largeur d'impulsion de 330 ps permet de tenir dans la bande allouée, s'avère réaliste en technologie et autorise la précision décimétrique souhaitée.
- ✓ La nécessité d'un rapport SNR d'au moins 9 dB est requise pour rester dans la gamme de précision souhaitée.
- ✓ Puisqu'un signal de synchronisation précis peut être techniquement fourni aux différents capteurs disposés le long de la ligne de base, l'association de techniques TOA et TDOA permet d'optimiser le niveau de précision dans certaines configurations géométriques capteur – cibles délicates à gérer avec une seule technique.

Le chapitre V nous a permis de reprendre expérimentalement certains aspects évalués par simulation en mettant en œuvre sur des signaux mesurés les algorithmes de localisation à base de temps (TDOA et TOA/TDOA) développés. Ce chapitre nous a permis de valider certains aspects évalués précédemment par simulation en mettant en œuvre sur des signaux mesurés les algorithmes de localisation à base de temps (TDOA et TOA/TDOA) développés.

De premières expérimentations effectuées à 4 GHz ont permis de nous familiariser avec la technique de localisation utilisant des impulsions brèves. Pour de courtes portées nous avons pu vérifier la pertinence d'une approche hybride TOA/TDOA.

Des expérimentations en laboratoire ont été menées en gamme millimétrique avec un banc de mesure réalisé spécifiquement avec des composants disponibles à 60 GHz. Avec la technique de mesure indirecte des temps de propagation mise en œuvre, nous obtenons de bons résultats car nous bénéficions de façon implicite de la synchronisation des signaux partageant la même référence de temps.

Des mesures expérimentales menées in situ ont permis de valider l'approche choisie dans la simulation exploitant un modèle de propagation à deux rayons direct et réfléchis sur la chaussée.

Enfin, nous avons analysé certains paramètres différentiateurs entre notre équipement 60 GHz exploité pour les essais menés en laboratoire et ceux attendus lorsque l'équipement prototype fonctionnant à 79 GHz sera opérationnel.

Ce travail ouvre maintenant plusieurs perspectives.

- ✓ La première est sans conteste celle qui va s'ouvrir prochainement et qui doit nous permettre d'effectuer les mesures de validation de la localisation nécessaires sur les capteurs prototypes à 79 GHz en cours de réalisation dans le projet. Ces essais attendus seront sans doute riches d'enseignements.
- ✓ Outre cette fonction localisation, objet plus particulier de ce travail, les autres aspects détection, capacité de détection d'obstacles, mesures de distance radiales, mesures Doppler de vitesse relative des cibles, capacité d'analyse multi cibles et capacité de communication seront elles aussi à évaluer et fourniront d'autres résultats utiles.
- ✓ Pour un capteur multi fonctions tel que celui en cours d'élaboration, répartir le temps d'activité dévolu à chaque fonction est aussi un point d'entrée à évaluer finement.
- ✓ Dans cet ordre d'idée du partage du temps d'activité du capteur entre ses différentes fonctions et, sur ce thème plus particulier de la localisation, les traitements en temps différé développés, une fois validés, nécessiteront un passage vers une structure

fonctionnant en temps réel. Nous pensons ici que les algorithmes développés dans ce travail qui ne sont pas fortement consommateurs de puissance de calcul pourront être intégrés efficacement dans des FPGA afin d'atteindre cet objectif de temps réel.

Enfin nous espérons qu'une prochaine génération d'équipements radar 79 GHz à courte portée, à capacité de localisation et de communication pourra être effectivement industrialisée et commercialisée dans les années à venir.

PUBLICATIONS RELATIVES À LA THÈSE

[1] Bocquet M., Obeid, Loyez C., Lethien, C., Boukour, F., Rolland N. and Heddebaut M., "Comparison between 60-GHz UWB Frequency modulation and UWB Impulse-Radio Location Systems", 38th European Microwave Conference 2008, European Radar Conference, actes pp. 41-43, Amsterdam, 28-30 october 2008.

[2] Obeid N., Heddebaut M., Loyez C., Elbahhar F., Rolland N., "Millimeter Wave Ultra Wide Band Short Range Radar Localization Accuracy", IEEE Vehicular Technology Conference - Spring, Barcelone 2009.

[3] Heddebaut M., Elbahhar F., Loyez C., Obeid N., Rolland N., Rivenq A. et Rouvaen J.M., "Millimeter-wave communicating-radars for enhanced vehicle-to-vehicle communications", Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2009.

[4] Obeid N., Bocquet M., Loyez C., Elbahhar F., Heddebaut M., Rolland N., "Développement d'un système Radar communicant inter-véhicules en technologie Ultra Large Bande", JNM 2009, session Antennes millimétriques, Grenoble 2009.

ANNEXES

ANNEXE A : COMMUNICATION

Type de modulation pour la communication impulsionnelle multi-utilisateurs

Plusieurs types de systèmes de communication multi utilisateurs peuvent être distingués :

- Un premier type est un système d'accès multiple sur le partage de temps de communication entre les différents utilisateurs selon un code aléatoire.
- Le deuxième type exploite le partage de la bande de fréquences entre les usagers selon un code propre à chaque utilisateur. Pour ces deux premières techniques, un intervalle de temps ou de fréquence est nécessaire pour éviter les interférences inter utilisateurs.
- Un dernier type est constitué de l'accès multiple à répartition de codes CDMA (Code Division Multiple Access). Dans ce cas, il n'y a plus d'intervalle de garde, les différents utilisateurs émettent des signaux très peu corrélés entre eux. Des corrélateurs peuvent donc être utilisés pour extraire les signaux individuels d'un mélange de signaux qui sont émis au même instant et sur la même bande de fréquences.

Nous présenterons par la suite les performances de chaque technique ainsi que les avantages et les inconvénients dans le cadre de notre application de radar communicant.

TH-UWB

Cette technique est basée sur un partage de temps entre les différents utilisateurs. Pour chaque utilisateur, un intervalle de temps est attribué. Ce partage de temps est géré par un code pseudo aléatoire associé à chaque utilisateur. Deux types de modulations peuvent être associés à ce type d'accès multiple : La PPM ou la BPSK.

TH-PPM UWB :

La technique TH-PPM UWB est une combinaison de la modulation d'impulsions en position utilisant l'ultra large bande et un code de saut temporel (Time Hopping). Le saut dans le temps est une modulation d'impulsions par tout ou rien où le signal est transmis dans des fenêtres temporelles choisies conformément à un mot de code pseudo-aléatoire. Elle est encore appelée dans la littérature sous l'abréviation TH-SS (Time Hopping Spread Spectrum). La modulation d'impulsions en position est basée sur le principe d'encodage de l'information sur deux positions dans le temps ou plus.

La TH-PPM, qui est une solution d'accès simultané de plusieurs utilisateurs, a été adoptée comme première couche physique envisagée pour les communications ULB. Dans un système d'accès multiples, le signal émis pour chaque utilisateur u a pour expression (1) :

$$s^{(u)}(t) = \sqrt{E_p^{(u)}} \sum_n p(t - nT_f - C_n^{(u)} T_c - \frac{\delta}{2} d_n^{(u)}) \qquad \text{eq. A1}$$

avec :

p (t) : la forme d'impulsion utilisée,

Tf : la trame nominale ou l'intervalle de répétition de l'impulsion.

$C_n^{(u)}$: le code pseudo aléatoire non binaire lié à chaque utilisateur,

Tc : la durée de chip occupée par l'impulsion,

$d_n^{(u)}$: {0,1} la séquence des symboles de l'utilisateur u

δ : la valeur du décalage dans le temps lié à la modulation PPM

L'axe des temps est divisé en plusieurs trames, chaque trame est ensuite divisée en Np chips. Le chip particulier occupé par l'impulsion est donné par la valeur du code TH et la position de l'impulsion dans le chip résulte de l'utilisation de la modulation PPM. A chaque utilisateur, on associe un code TH propre. A la réception, la décision est basée sur le résultat de la corrélation du signal reçu et du signal de référence. Un exemple de cette méthode est illustré Figure 1.

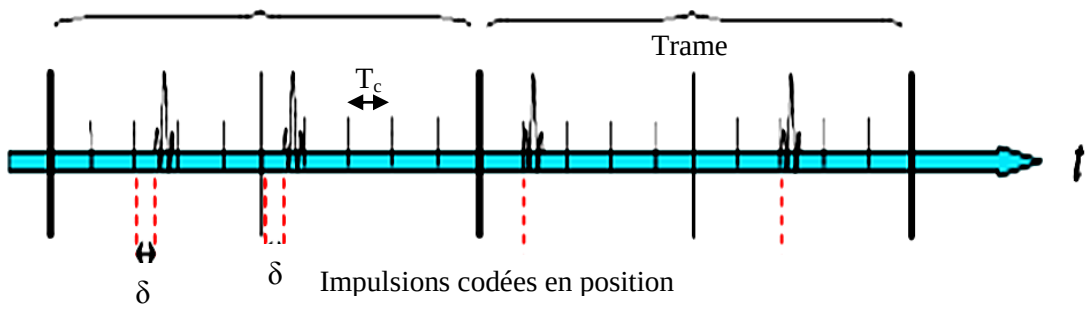


Figure 1 : Exemple de TH-PPM-UWB

Initialement, cette technique a été utilisée pour des applications essentiellement à bas débit. Elle ne peut être que très difficilement choisie pour notre application puisqu'elle nécessite une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur (entre les véhicules) afin de décoder - séparer les utilisateurs (aspect Time Hopping) puis, pour démoduler les données (démodulation PPM). D'autres modulations basées sur le saut temporel peuvent dés lors être envisagées telle que la TH-BPSK.

TH-BPSK UWB

La technique TH-BPSK exploite le saut temporel de la même façon que la technique TH-PPM. Cependant, l'information dans le système TH-BPSK est modulée par la polarité au lieu de la position et les symboles binaires sont modulés en amplitude d'une façon équiprobable. Dans le cas d'accès multiple, il est envisagé d'associer à chaque utilisateur non seulement un retard constant entre les deux impulsions, mais une suite de retards choisis dans un alphabet fini de manière pseudo-aléatoire. L'expression d'un signal transmis par un utilisateur u peut s'écrire sous la forme :

$$S^{u}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_x}\, \beta^{u}_{j/\,N_s}\, p(t - jT_f - C^{u}_{j} T_c) \qquad \text{eq. A2}$$

où $\beta^{u}_{j} = 1 - 2\alpha^{u}_{j}$ prend deux valeurs 0 ou 1 et α^{u}_{j} est l'information transmise sur la jème trame de l'utilisateur u.

Les deux techniques TH-PPM et TH-BPSK ULB sont souvent considérées comme des solutions alternatives pour les applications d'accès multiples des systèmes ULB impulsionnels, bien que les différences entre les deux systèmes mènent à différentes caractéristiques de performances. Une comparaison entre les deux techniques (performances en termes de taux d'erreurs par bit) dans un système ULB asynchrone a été effectuée dans plusieurs travaux. Ils ont montré que la TH BPSK est plus performante que la TH PPM pour toutes les valeurs de SNR (voir figure 2), où Ns est le nombre d'impulsions utilisées pour transmettre un bit). Cependant, Pour un SNR=13 dB, le taux d'erreurs par bits est d'environ 10-5. Ce taux d'erreurs, calculé dans environnement AWGN, sera plus important dans environnement réel. Il est largement supérieur à celui exigé par le cahier des charges (du capteur VELO) qui est de l'ordre de 10-4.

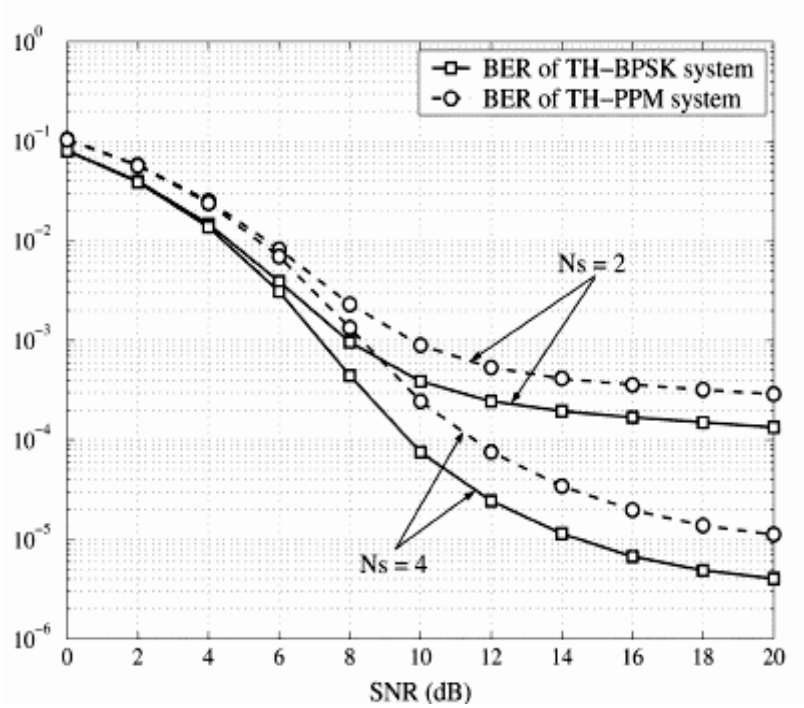


Figure 2 : Comparaison de deux systèmes TH - PPM et TH BPSK pour Ns =2 et Ns =4

FH UWB

Ainsi que son nom l'indique, le saut de fréquence consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo aléatoires. Dans les systèmes multibandes, le saut de fréquence permet l'utilisation séquentielle des sous-bandes et la division de la bande disponible en sous-bandes de largeur proche de 500 MHz. Elle permet également une meilleure maîtrise de l'occupation spectrale du signal émis pour satisfaire aux contraintes de la réglementation. Il est également remarquable que la modulation FH traite plus facilement l'interférence avec la bande étroite que la modulation TH, pour laquelle l'évaluation de la fréquence et de la phase est nécessaire en vue de l'annulation d'interférences. Cependant, cette technique est inadaptée à notre application puisque que le nombre des utilisateurs possibles et le débit offert restent faibles et inférieurs à nos contraintes. En outre, ce type de communication modifie périodiquement la plage de fréquence du signal de transmission. La poursuite, et donc la synchronisation, sont dés lors plus difficiles et plus lentes à effectuer, seule une petite partie de la bande s'avère en faite utilisée.

DS-CDMA UWB

DS-CDMA est une technique d'accès multiple permettant à plusieurs utilisateurs d'émettre en même temps en utilisant tous, simultanément l'ensemble de la bande de fréquences disponible. La séquence directe (Direct Sequence), appelée aussi codage direct, est réalisée par l'utilisation d'un code

d'étalement dont le débit numérique est supérieur à celui du signal contenant l'information. L'accès multiple est assuré par l'utilisation d'un code propre à chaque utilisateur. En effet, chaque utilisateur possède une séquence pseudo aléatoire qui est approximativement orthogonale à toutes les autres séquences. A la réception, une corrélation temporelle est effectuée pour détecter le signal désiré et tous les autres codes apparaissent alors comme du bruit MUI (Multi User Interference).

La solution (DS-CDMA) pour ULB a été proposée par la startup XtremeSpectrum. Les signaux sont de types impulsionnels et non sinusoïdaux comme dans les systèmes ULB classiques. Cette technique reste robuste aux effets des trajets multiples du canal, elle est simple à mettre en œuvre d'un point de vue technologique, mais elle souffre de plusieurs défauts. En particulier la perte d'orthogonalité des codes d'étalement qui survient, soit lors de la désynchronisation des émissions, soit lors de la traversée du canal de propagation, ce qui se traduit par l'apparition d'un bruit d'interférence important qui limite donc en définitive la capacité de système et nécessite un traitement complexe à la réception.

Nous nous sommes intéressés à la technique DS/CDMA combinée à l'ULB, en comparant entre la DS-CDMA avec une forme d'onde classique monocycle et celle utilisant des nouvelles formes d'ondes appelées polynômes de Gegenbauer. Ainsi, nous avons modélisé une chaîne de transmission multi-utilisateurs DS-ULB basée sur les fonctions de Gegenbauer avec ses différentes phases (figure 3). Le signal émis pour chaque utilisateur est donné par l'équation A3:

$$S^{u}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N_r - 1} b_j^u a_j^u G_u(t - jT_f - nT_c) \qquad \text{eq. A2}$$

avec

G_u (t) : forme d'onde de signalisation (dans notre cas polynôme de Gegenbauer d'ordre u),

T_f : intervalle de répétition de l'impulsion,

a_j^u : code pseudo aléatoire lié à chaque utilisateur,

T_c : chip occupé par l'impulsion,

b_j^u : symboles de l'utilisateur u.

Les données à transmettre représentent un train binaire de longueur variable relative à un utilisateur.

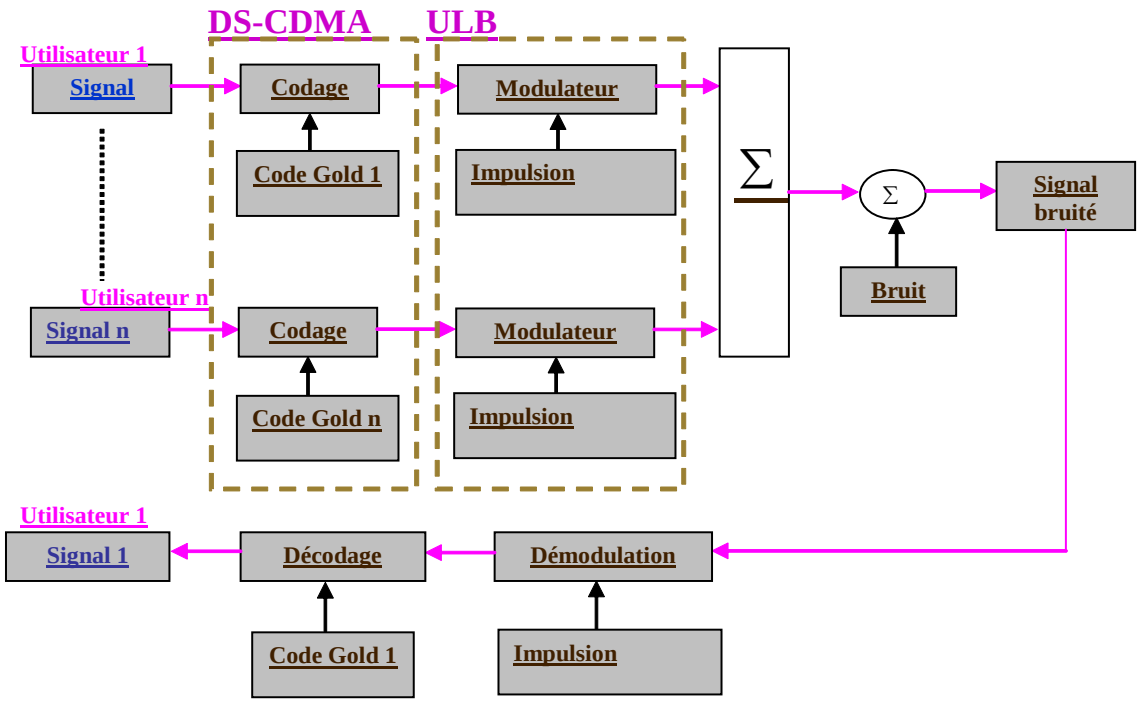


Figure 3 : Chaîne de transmission DS-ULB

Pour coder les informations, nous utilisons les codes de Gold. Chaque utilisateur dispose de son propre code. Après codage, on module le signal codé pour chaque utilisateur par un ordre de polynôme de Gegenbauer. Ceci permet d'éviter les interférences entre utilisateurs et également d'assurer la confidentialité de la communication. La transmission est affectée par un bruit propre au canal. Pour des raisons de limitation temporelle, on utilise un bruit blanc gaussien. Après passage à travers le canal, on souhaite récupérer les données utiles. Pour ce faire, on corrèle le signal bruité avec un signal de référence (ordre de Gegenbauer), ce qui permet de faire apparaître des pics au niveau des données utiles positives. A ce point, on reconstruit le signal à partir des pics qui dépassent un seuil préétabli.

Afin de retrouver les données initiales, on multiplie ce nouveau signal par le même code qui a servi au codage lors de la transmission. En effet, pour des raisons de confidentialité et afin de pouvoir intercepter les données, on doit disposer de cette clé. Les signaux de différentes phases d'émission et de réception sont présentés figure 4.

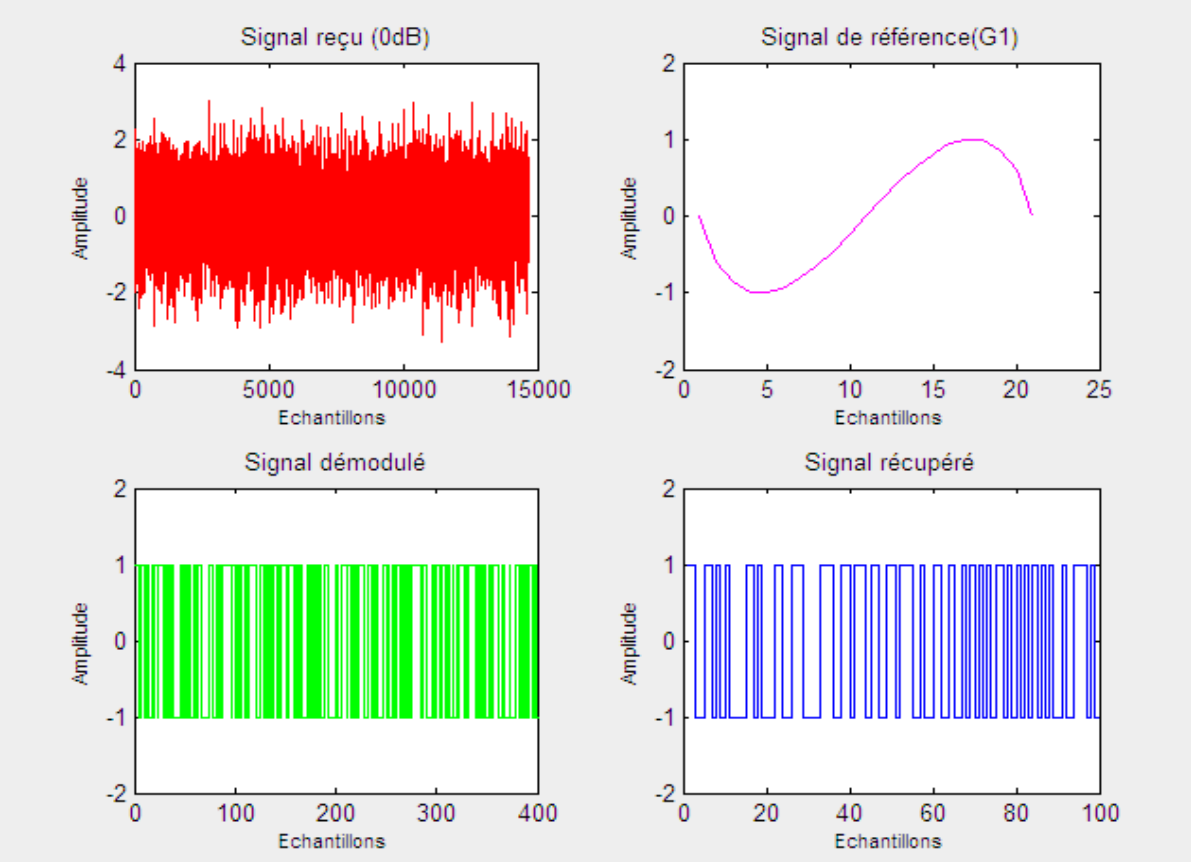


Figure 4 : Représentation des signaux obtenus lors des différentes phases de réception

Afin d'évaluer les performances, nous avons calculé le TEB (Taux d'Erreur par Bit) pour différentes valeurs de RSB ou SNR (Rapport Signal sur Bruit). Pour les deux systèmes synchrone et asynchrone, trois cas peuvent être distingués : ordre de polynôme différent et code de Gold différent pour chaque utilisateur (OD et CD), même ordre et code différent (MO et CD) puis ordre différent et même code (OD et MC). Dans le cas synchrone, les signaux de différents utilisateurs sont envoyés en même temps, les valeurs de TEB pour les différents ordres de polynômes de Gegenbauer (G0 à G4) augmentent légèrement, du fait de l'augmentation des lobes secondaires de la fonction d'auto corrélation avec l'ordre de polynôme. La figure 8 montre les valeurs de TEB en fonction de RSB pour les cas suivants : 3, 5, 7 et 9 utilisateurs. Nous remarquons que, d'une part, le TEB augmente lorsque le nombre des utilisateurs augmente et que, d'autre part, au-delà de 7 utilisateurs le TEB reste très élevé et il devient pratiquement très difficile de récupérer les données envoyées.

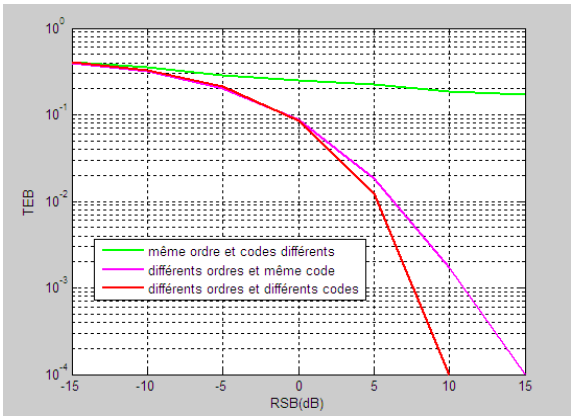


Figure 5 : Valeurs du TEB en fonction du RSB pour les différents ordres de polynômes (cas d'un utilisateur)

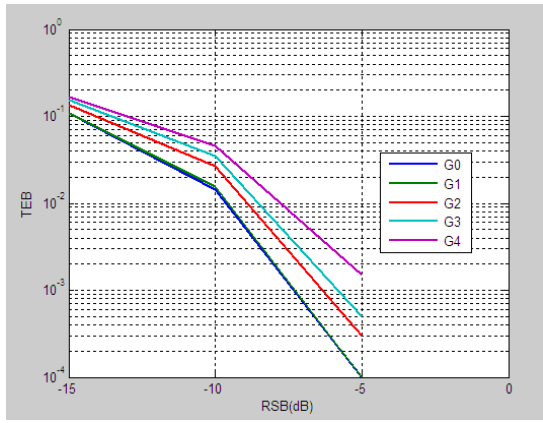


Figure 6 : Courbes des TEB en fonction du RSB pour les différents ordres

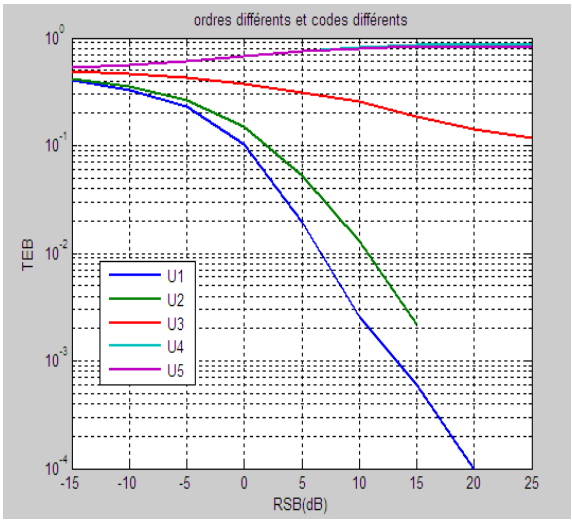


Figure 7 : Courbes des TEB en fonction du RSB (cas de 5 utilisateurs)

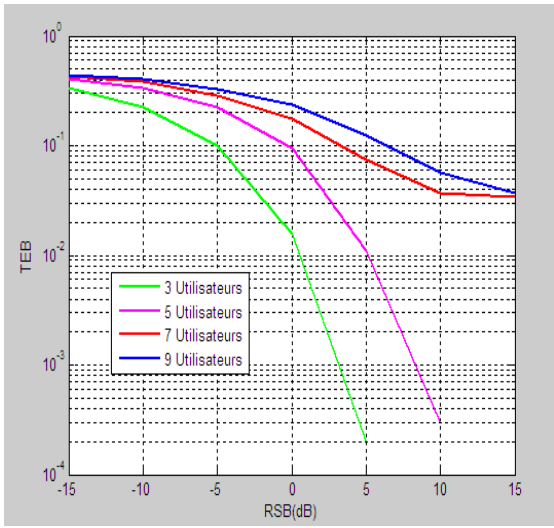


Figure 8 : Courbes des TEB en fonction du RSB

Dans la Figure 6, une comparaison entre les trois cas (OD et CD, MO et CD puis OD et MC) a été effectuée. Le cas (OD et CD) présente les meilleures performances et cela s'explique par la double orthogonalité des fonctions de Gegenbauer et des codes pseudo aléatoire. En revanche le cas (MO et CD) présente les plus mauvaises performances. Dans le cas asynchrone, les différents utilisateurs n'envoient pas leurs données au même instant, les signaux de différents utilisateurs sont déphasés et chaque utilisateur présente un retard par rapport à un autre. L'influence du retard dans l'évaluation des performances est montrée dans la Figure 7, qui met en évidence une dégradation des performances dans le cas asynchrone. Nous avons comparé par la suite un système DS-CDMA/ULB utilisant une impulsion monocycle avec celui basé sur les polynômes de Gegenbauer. Nous remarquons que le système proposé offre des bonnes performances par rapport à un système avec monocycle à condition

de choisir des ordres de polynômes qui ne se suivent pas (Figure 9). Par ailleurs, on retrouve les mêmes performances si les ordres de polynômes de Gegenbauer sont utilisés à la fois pour générer un signal ULB (remplacer la monocycle) et pour l'accès multiple (pour chaque utilisateurs un ordre est attribué) (Figure 10). Dans ce cas, une seule opération est effectuée au niveau de l'émission. Elle consiste à moduler les données et garantir l'accès multiple en même temps. Cependant, ces performances restent valables si le nombre d'utilisateur ne dépasse pas 7 utilisateurs.

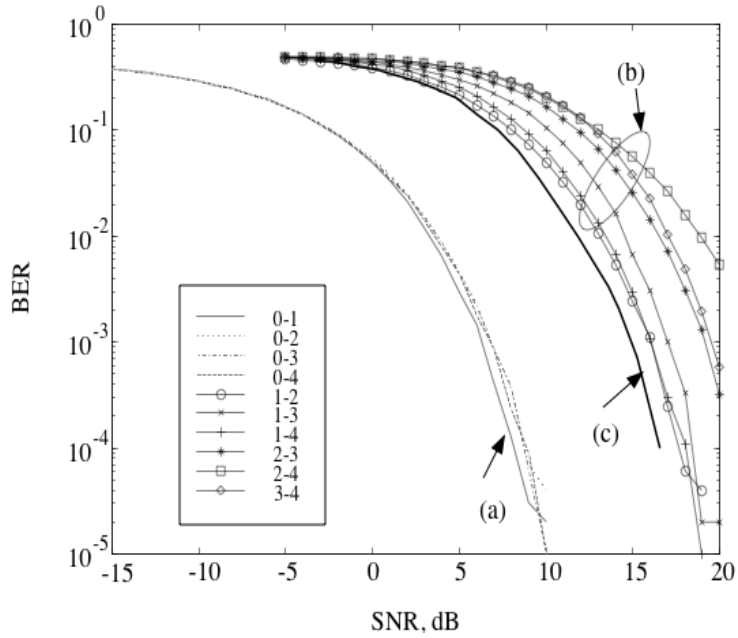


Figure 9 : BER en fonction de SNR dans les trois cas : DS-CDMA basée sur les MGF a) (0-n), $1 \le n \le 4$, (b) MGF (m-n), $1 \le m < n \le 4$ (c) DS-CDMA classique et dans le canal AWGN.

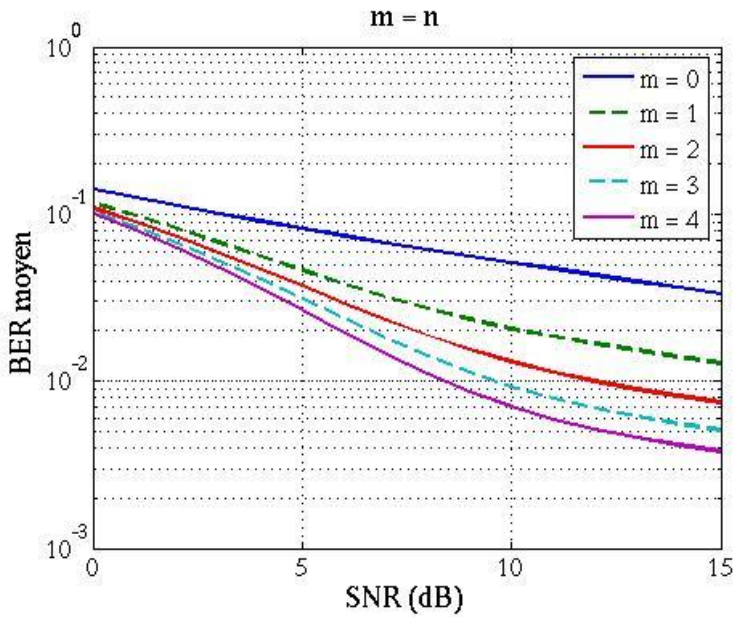


Figure 10 : BER (TER) en fonction de SNR

En conclusion, pour notre application particulière de radar communicant, en considérant que le nombre des utilisateurs qui communiquent dans la même cellule reste inférieur ou égal à 7 utilisateurs, nous pouvons conclure que la technique DS-CDMA ULB fondée sur les fonctions de Gegenbauer répond aux critères exigés du cahier de charges.

ANNEXE B : LA FORME D'ONDE

La forme d'onde Hermitienne et ses dérivées :

Les formes d'onde Hermite ont déjà été utilisées dans de nombreuses applications surtout en communication à courte portée et plus précisément en modulation OPM (Orthogonal Pulse Modulation) [réf. 5 – Chap. III]. Dans la [réf 6 – Chap. III] un système ultra large bande (ULB) est proposé invoquant l'orthogonalité des ondes Hermite pour augmenter le taux de données et ajouter le code de correction d'erreur pour atteindre une communication fiable.
Les formes d'onde Hermite sont assez complexes en termes de génération en comparaison aux formes d'ondes gaussiennes. Aussi elles nécessitent un processus spécial comme le « shifting » et les filtres passe-bandes pour respecter le masque spectral de la FCC [réf 7 – Chap. III].

Une propriété particulière des formes d'onde de Hermite est que les formes d'onde temporelles et leurs transformées de Fourier ont les mêmes formes [réf. 8 – Chap. III].

Cette propriété permet une extrapolation simultanée dans les deux domaines temporels et fréquentiels [réf. 9 – Chap. III].

Ces formes d'ondes ont été proposées par M. Lachlan qui a proposé de multiplier ces fonctions par la fonction poids W(t). Ces nouvelles formes d'ondes sont appelées des Fonctions d'Hermite Modifiées (MHF) données par les équations B2 et B 3 :

$$w(t) = e^{\frac{-t^2}{2}} \qquad \text{eq. B1}$$

$$h_n(t) = e^{\frac{-t^2}{2}} h_{e_n}(t) = (-1)^n e^{-t^2/4} \frac{d^n}{dt^n}(e^{\frac{-t^2}{2}}) \qquad \text{eq. B2}$$

Avec n=0, 1 ,2… ; $t \in]-\infty,+\infty[$.

$$\ddot{h}_n + (n + 1/2 - 1/4\, t^2) h_n = 0$$

$$\dot{h}_n + \frac{t^2}{2} h_n = n h_{n-1} \qquad \text{eq. B3}$$

$$h_{n+1} = \frac{t}{2} h_n - \dot{h}_n$$

Si on note $H_n(f)$ les transformées de Fourier de $h_n(t)$, peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\ddot{H}_n + 16\pi^2 (n + \frac{1}{2} - 4\pi^2 f^2) H_n = 0$$

$$j8\pi^2 f H_n + j\dot{H}_n = 4\pi n H_{n-1} \qquad \text{eq. B4}$$

$$H_{n+1} = j\frac{1}{4\pi}\dot{H}_n - j2\pi f H_n$$

Ces différentes formes d'ondes MHF sont présentées dans la figure 1 et leurs SPS dans la figure.2.

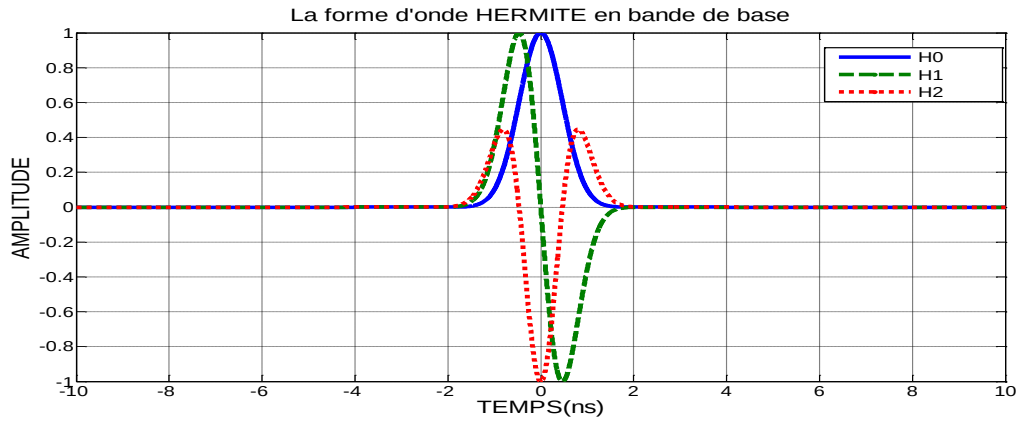


Figure 1 : les différentes formes d'onde HERMITE en BDB.

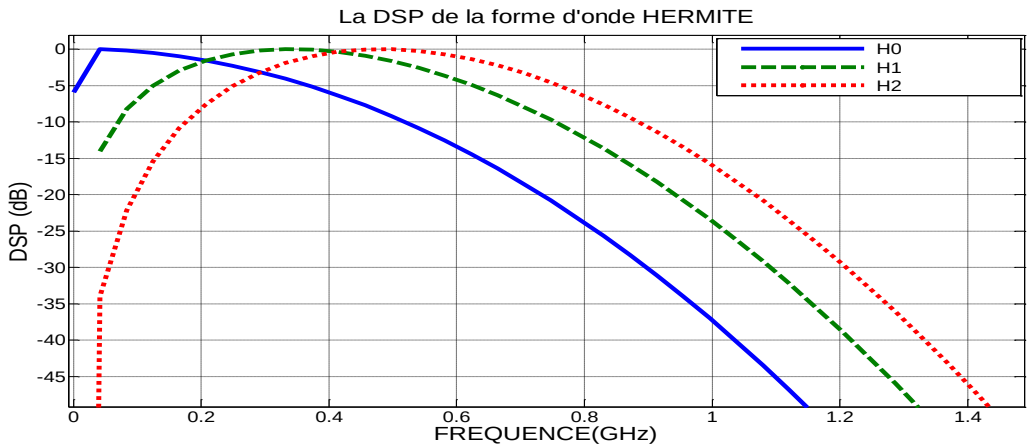


Figure 2 : la densité spectrale de puissance des formes d'onde HERMITE en BDB.

La transposition de ces formes d'ondes sur la fréquence 79 GHz est donnée par la figure 3. La représentation fréquentielle des trois premiers ordres est représentée dans la figure 4.

Si nous transposons ces différentes formes d'ondes Hermite @ 79GHz, nous allons mieux voir comment ils remplissent le spectre fréquentiel.

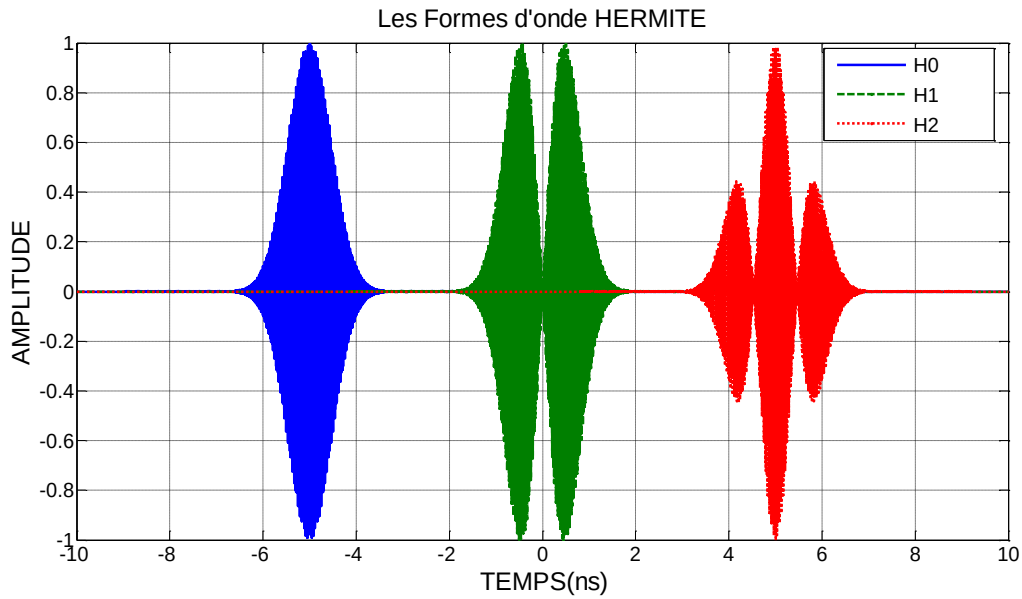


Figure 3 : les différentes formes d'ondes gaussiennes transposées à 79 GHz.

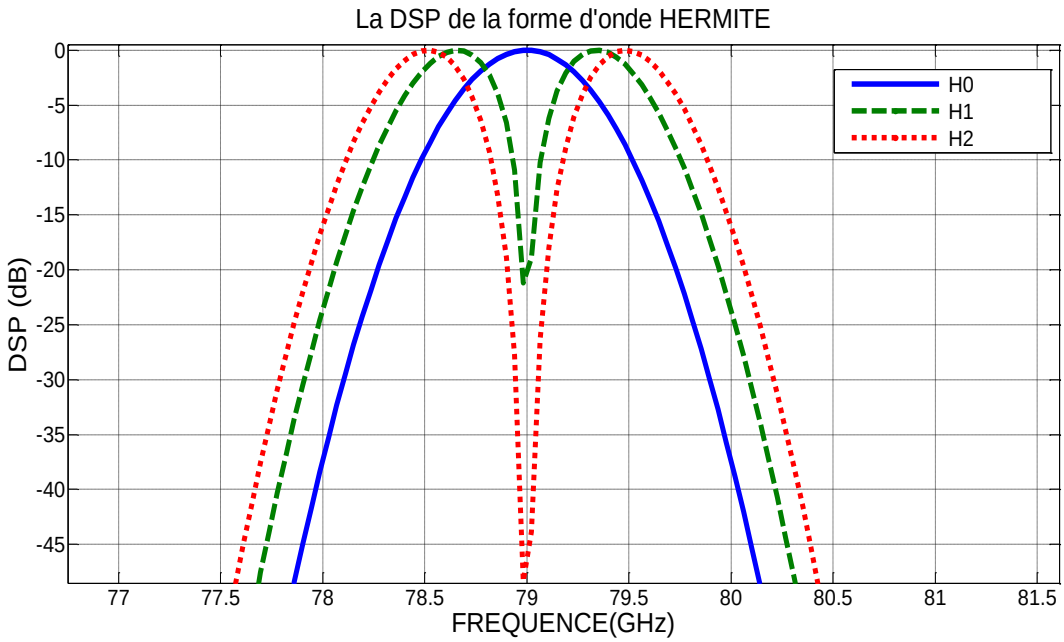


Figure 4 : la DSP des différentes formes d'ondes HERMITE transposées à 79 GHz.

Une autre propriété de ces formes d'ondes est la possibilité de choix de l'ordre ce qui nous permet de contrôler la largeur de bande d'auto-corrélation. En effet, plus l'ordre est élevé, plus cette bande devient plus étroite. Cette caractéristique est importante pour minimiser l'influence d'un facteur non-contrôlable et non-évitable : le Timing-jitter [réf. 10 – Chap. III]. Il parait que les impulsions

deviennent plus sensibles à ce facteur quand on possède une bande étroite d'auto-corrélation. Il est à noter qu'une étude du jitter est présentée dans la suite ainsi que son influence sur la localisation.

La largeur d'impulsion

Comme défini auparavant, le paramètre de contrôle de l'occupation de bande spectrale par un signal ULB est la valeur τ qui représente la largeur d'impulsion. Nous pouvons retrouver ce paramètre en reprenant la forme d'onde simple de la gaussienne dans l'équation III.3.

En effet, il y a une relation directe en la bande occupée par un signal et sa durée selon l'équation suivante :

$$B = \frac{1}{\tau} \qquad \text{eq. B5}$$

Ainsi la bande du signal est inversement proportionnelle à la durée d'impulsion.

Cette durée d'impulsion ou la bande qu'elle induit est un paramètre qui concerne les trois grands axes de notre projet : « VéLo ».

En fait, pour la fonctionnalité radar, la résolution en distance (radiale et latérale), notée généralement ΔR qui décrit la capacité de détecter deux cibles proches et différencier l'une de l'autre [réf. 11 – Chap. III]. Cette résolution est exprimée par l'équation suivante

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = \frac{c\tau}{2} \qquad \text{eq. B6}$$

Elle est proportionnelle à la largeur de l'impulsion ce qui explique l'intérêt de l'ULB pour une application radar. Pour une résolution de 5 cm, la durée d'impulsion nécessaire est approximativement τ = 333ps, c'est-à-dire une largeur de bande de 3GHz. Nous pouvons toujours utiliser toute la bande de 4GHz attribuée à notre application cependant, des limitations technologiques ne permettent pas de générer des impulsions de 200 ps. Mis à part ce point, prendre des impulsions ultra-courtes rend la fonction de filtrage plus difficile.

D'un autre coté, dans le cadre de communication, le débit maximal offert par un système ULB dans un canal de propagation donné dépend de la largeur d'impulsion et de la fréquence de répétition. Nous pouvons atteindre des débits importants de l'ordre de 480 Mb/s avec une largeur d'impulsion brève et une fréquence de répétition élevée et ceci grâce à la large bande passante du signal transmis.

$$C = B * \log(1 + SNR) \qquad \text{eq. B7}$$

Nous présentons ci-dessous dans la figure 5 l'évolution de la capacité du canal en communication, en fonction du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) et la bande passante du signal.

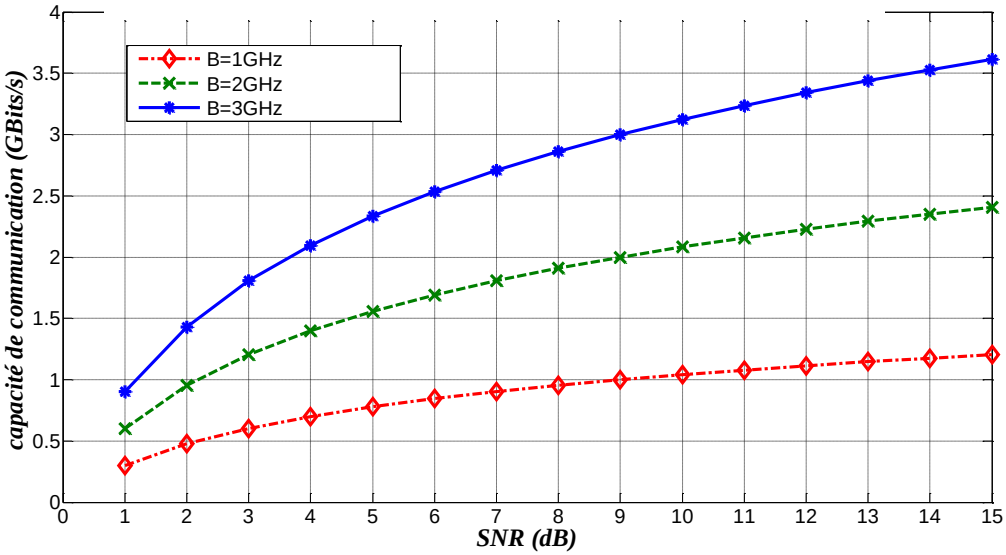


Figure 5 : La capacité du canal en fonction de la bande passante et du SNR.

Cette capacité dépend autant de ces deux paramètres, et dans des conditions ultimes, nous pouvons aboutir à des débits très élevés.

Différemment au troisième axe du projet « la localisation », l'intérêt pour l'ULB ne se traduit pas cette fois-ci en terme de débit ni en pouvoir séparateur mais en terme de résolution temporelle. L'inégalité de Cramer-Rao indique la borne minimale sur l'estimateur de la résolution temporelle [réf. 12 - Chap. III] :

$$\sigma_s^{\,2} \geq \frac{1}{8\pi^2 \cdot B^2 \cdot SNR} \qquad \text{eq. B8}$$

Où σ^2 est la variance de l'erreur de synchronisation. La borne de Cramer-Rao pour la mesure de l'erreur d'estimation de distance est obtenue en multipliant cette variance par la vitesse de l'onde dans le milieu en prenant la racine carrée du produit, dans notre cas la vitesse de l'onde est équivalente à celle de la lumière comme on est en espace libre, $c=3.10^8$m/s.

$$\sigma_d^{\,2} = c^2 * \sigma_s^{\,2} \qquad \text{eq. B9}$$

L'écart-type de l'erreur de l'estimation de distance sera égale à la racine carrée de cette variance. Cette expression de la borne de Cramer-Rao présente la décroissance en 1/SNR si le rapport signal à

bruit augmente, tandis que cette décroissance s'effectue en $1/B^2$ si la largeur de la bande augmente. Prenons plusieurs cas de figures dans lesquels nous faisons varier le couple de paramètres B et SNR pour visualiser l'évolution de l'écart-type de l'erreur d'estimation de distance (figure 6).

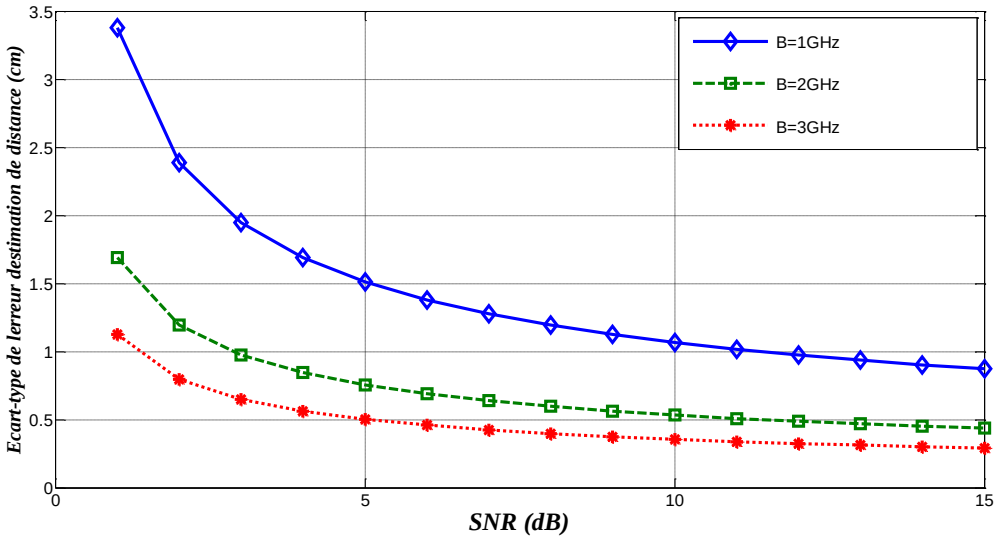


Figure 6 : l'évolution de l'erreur en fonction de la bande passante et du SNR.

Un écart-type théorique de l'ordre du cm est obtenu dans le cas où nous nous contentons de bande passante et de rapport signal élevés. Cependant ceci reste une valeur non réaliste mais envisageable, d'autant que nous nous considérons dans un état ultra-parfait où le bruit et la fréquence d'échantillonnage n'ont aucune interaction dans ce cas de figure.

Pour mieux comprendre le paramètre « largeur d'impulsion », nous avons recours à un exemple dans lequel on fait varier la durée de l'impulsion et on visualise à la représentation temporelle et la densité spectrale de puissance Les paramètres sont indiqués dans le tableau suivant :

Type d'impulsion	Largeurs d'impulsion	Bandes correspondantes
Gaussienne simple en BDB	330ps / 660ps / 1ns	3GHz / 1.5GHz / 1GHz

Tableau 3.2 : paramètres de l'impulsion gaussienne pour différentes largeurs

Une impulsion gaussienne simple est prise en considération avec trois différentes largeurs d'impulsion ainsi que de largeurs de bande passante.

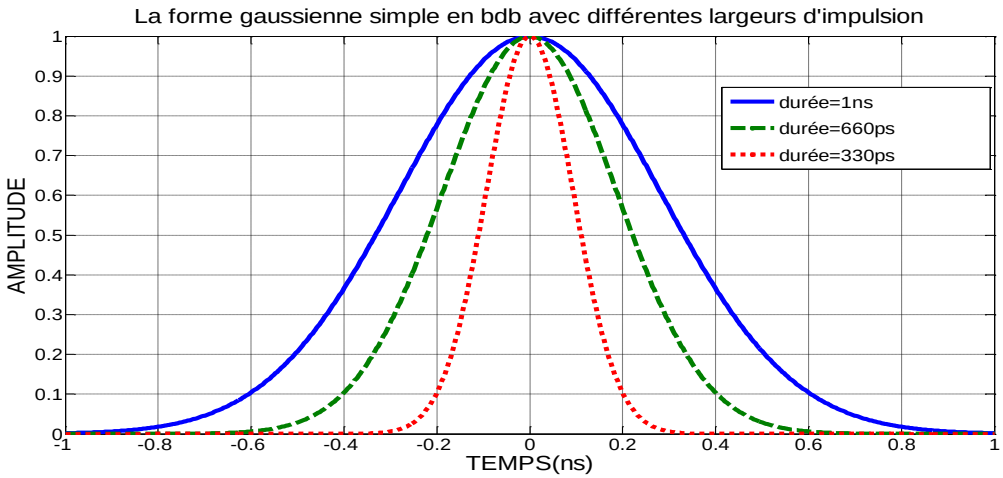


Figure 7 : la forme d'onde gaussienne avec différentes largeurs d'impulsion.

Ces trois impulsions sont normalisées et possèdent la même allure en temporel, la valeur τ de chaque impulsion est facilement repérée et vérifiée sur l'axe des temps en « ns ». Également pour la DSP (figure 8), nous remarquons que la bande occupée au spectre est plus large quand la largeur d'impulsion diminue.

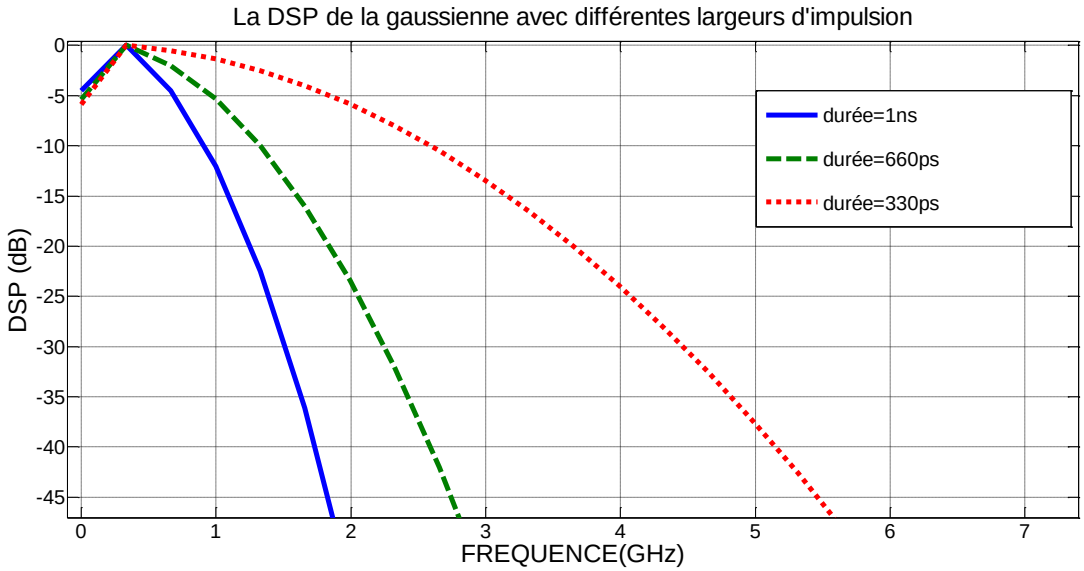


Figure 8 : la DSP avec différentes largeurs d'impulsion.

Par contre, nous ne remarquons pas le shirting au niveau des courbes vu que nous utilisons la même forme d'onde avec le même degré de dérivation (n=0 pour une gaussienne simple).

En conclusion, le paramètre « τ : largeur d'impulsion » est assez important pour les trois fonctions : la localisation (écart-type d'erreur), la détection d'obstacle (pouvoir séparateur) et la communication

(capacité canal). Dans notre cas, nous nous contentons de se limiter à des valeurs τ réalisables pour les raisons de limitations technologiques de génération et de détection et de filtrage.

ANNEXE C : QUELQUES MODELES DE GENERATEURS D'IMPULSIONS EXISTANTS SUR LE MARCHE

Modèle	Photos – lien	Ordre de jitter
APG1 de KENTECH	 http://www.epn-online.fr/page/54106/g%C3%A9n%C3%A9rateur-d-impulsions.html	Jitter < 10ps RMS
Agilent J-BERT N4903A	 http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-2899EN.pdf	Lowest intrinsic jitter – 9ps
Agilent Technologies 81133A and 81134A 3.35 GHz Pulse Pattern Generators	 http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-5549EN.pdf	Random jitter < 5ps RMS
Agilent E8267D PSG Vector Signal Generator	 http://www.home.agilent.com/agilent/product.jspx?nid=-536902342.536894870. 00&cc=FR&lc=fre	Jitter = 10ns

Ordre des valeurs de jitter dans le marché

ANNEXE D : LISTE DE FIGURES ET DE TABLEAUX

Figure I.1 : Principe de la technique AOA. 10

Figure I.2 : Baseline et localisation par technique AOA. 11

Figure I.3 : Principe de la technique RSS 12

Figure I.4 : Exemple d'un schéma synoptique d'estimation TDOA. 15

Tableau I.1 : Signaux pour la localisation. 17

Tableau I.2 : Systèmes de localisation existants. 18

Figure I.5 : Système couplé TOA AOA. 20

Tableau II.1 : Récapitulatif de quelques générations de radars automobiles. 31

Tableau II.2 : Radars LRR. 32

Tableau II.3 : Radars SRR 33

Figure II.1 : SRRs et LRR coopératifs – Source projet Radarnet 34

Figure II.2 : Ceinture de sécurité virtuelle à 360° par association de SRR (source ETSI). 36

Tableau II.4 : Récapitulation des paramètres normatifs applicables aux SRR et LRR. 37

Figure II.3: Impulsions radar émises et reçues. 39

Figure II.4 : Schéma synoptique typique d'un radar CW. 41

Figure II.5 : Modulation de fréquence en toit 42

Figure II.6 : Schéma synoptique typique d'un radar FM/CW. 42

Tableau II.5 : Comparaison qualitative des deux techniques radar. 43

Tableau II.6 : Comparaison qualitative des deux techniques radar. 44

Figure II.7 : Architecture émetteur/récepteur 79 GHz. 44

Figure II.8 : Arborescence des techniques de modulation impulsionnelles à accès multiples. 48

Tableau II.7 : Proposition de normalisation dans la bande 63-64 GHz. 49

Tableau II.8 : Paramètres provisoires suggérés pour la communication. 49

Tableau III.1 : Paramètres de l'impulsion gaussienne et ses deux dérivées. 56

Figure III.1 : les différentes formes d'onde gaussiennes en bande de base. 56

Figure III.2 : Densité spectrale de puissance des formes d'onde gaussiennes. 56

Figure III.3 : Formes d'ondes gaussiennes transposées à 79 GHz. 57

Figure III.4 : DSP des formes d'onde gaussiennes transposées à 79 GHz. 57

Figure III.5 : Concept d'échantillonnage 59

Figure III.6 : Impulsion gaussienne de 330ps reconstruite avec différentes fréquences d'échantillonnage. 60

Tableau III.2: Paramètres de la première dérivée de la gaussienne pour plusieurs valeurs SNR..... 61

Figure III.7 : Détection d'impulsions gaussiennes pour différentes valeurs de SNR. 61

Figure III.8 : DSP d'impulsions gaussiennes pour différentes valeurs de SNR. 62

Figure III.9 : Probabilité de détection en fonction du nombre d'intégrations cohérentes (PFA = 10e-6). 64

Tableau III.3 : Variation du SNR en fonction de nombre d'intégrations cohérentes. 64

Tableau III.4 : Variation du SNR en fonction de nombre d'intégrations cohérentes et non cohérentes. 64

Figure III.10 : Probabilité de détection en fonction du nombre d'intégrations non cohérentes (PFA= 10e-6). 65

Figure III.11 : Classification des types de jitter. 67

Tableau III.5 : Différentes types de jitter déterministes. 68

Figure III.12 : Conditions LOS (haut) et NLOS (bas)..... 69

Figure III.13 : Atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence 71

Tableau III.6 : Paramètres des canaux ULB en indoor. 72

Figure III.14: Modèle de canal à deux rayons. 74

Figure III.15 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (h_e= 30 cm, h_r = 40 cm). 75

Figure III.16 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (h_e = 50 cm, h_r =50 cm). 76

Figure III.17 : Puissance du signal reçu en fonction de la distance émetteur-récepteur (F = 81 GHz). 76

Figure III.18 : La réflexion des points brillants selon différents angles d'incidence. 78

Figure IV.1.a : Logique (organigramme) de l'émission et de la réception pour un radar impulsionnel 82

Figure IV.1.b : Module Tx/Rx. 84

Figure IV.1.c : Module Rx. 84

Figure IV.2.a : Système et TOA. 85

Figure IV.2.b : Système et TDOA. 85

Figure IV.3 : Comparaison des techniques TOA et TOA/TDOA. 86

Figure IV.4 : Avantage de la technique TOA/DOA pour les très courtes portées. 86

Tableau IV.1 : Correspondance entre portée et technique appropriée. 87

Figure IV.5 : Installation de capteurs sur le pare-choc - Baseline adoptée. 88

Tableau IV.2 : TOA - deux capteurs. 88

Figure IV.6 : Topologie pour la technique TOA – deux capteurs. 88

Figure IV.7 : Erreur de localisation avec la technique TOA – deux capteurs. 89

Figure IV.8 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale. 89

Figure IV.9 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale. 90

Tableau IV.3 : TOA - trois capteurs. 91

Figure IV.10 : Topologie pour la technique TOA – trois capteurs. 91

Figure IV.11 : Erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs. 92

Figure IV.12 : Erreur de localisation pour une variation de position latérale. 92

Figure IV.13 : Erreur de localisation pour une variation de position radiale. 93

Tableau IV.4 : Paramètres pour l'étude des lignes de base. 94

Figure IV.14 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) allant de 10 cm à 1 m pour X = 0 m. 94

Tableau IV.5 : Formes d'ondes considérées. 95

Figure IV.15 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale en X pour Y = 5 m. 95

Figure IV.16 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale en Y pour X = 0 m. 96

Tableau IV.6 : TOA – formes d'ondes. 96

Figure IV.17 : Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs pour différentes formes d'onde. 97

Figure IV.18 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m. 97

Figure IV.19 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m. 98

Tableau IV.7 : Impact de la durée d'impulsion élémentaire. 99

Figure IV.20 : Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA – trois capteurs pour différentes largeurs d'impulsion et fréquences d'échantillonnage associées. 99

Figure IV.21: Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m. 100

Figure IV.22 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 5 m. 100

Tableau IV.8 : Largeurs d'impulsion considérées. 101

Tableau IV.9 : Paramètres pour l'étude des lignes de base. 101

Figure IV.23 **:** Evolution de l'erreur de localisation avec la technique TOA pour différentes valeurs de ligne de base. 102

Figure IV.24 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m. 102

Figure IV.25 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m. 103

Figure IV.26 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 30 m. 103

Tableau IV.10 : Paramètres pour l'étude de la fréquence d'échantillonnage. 104

Figure IV.27 : Evolution de l'erreur de localisation en fonction de la fréquence d'échantillonnage. . 104

Figure IV.28 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y = 5 m. 105

Figure IV.29 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = 0 m. 105

Figure IV.30 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latéral (en X) pour Y = 30 m. 106

Figure IV.31 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y) pour X = -5 m. 106

Tableau IV.11 : Paramètres pour l'étude du SNR. 107

Figure IV.32 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position latérale (en X) pour Y= 5 m. 108

Figure IV.33 : Evolution de l'erreur de localisation pour une variation de position radiale (en Y). pour X= 0 m. 108

Tableau IV.12 : Cas de jitter considérés. 109

Figure IV.34: Evolution de l'erreur de localisation en fonction du jitter pour une variation latérale. 109

Figure IV.35: Evolution de l'erreur de localisation en fonction du jitter pour une variation radiale. . 110

Figure IV.36 : Organigramme pour la simulation sous ADS. 111

Figure IV.37 : Signal reçu : courbe du haut et démodulé : courbe du bas 111

Tableau IV.13 : Paramètres du système. 112

Tableau IV.14 : Premier scénario simulé. 113

Figure IV.38 : Scénario 1, signal démodulé. 113

Tableau IV.15 : Erreurs temps/distance scénario 1. 114

Tableau IV.16 : Second scénario simulé. 114

Figure IV.39 : Scénario 2, signal démodulé. 115

Tableau IV.17 : Erreurs temps/distance scénario 2. 115

Figure V.1 : Schéma synoptique initial de mesure à 4 GHz. 120

Figure V.2 : Schéma synoptique final de mesure à 4 GHz. 121

Figure V.3 : Géométrie de l'antenne quasi-Yagi 122

Figure V.4 : Disposition des capteurs exploitée lors des essais à 4 GHz. 123

Figure V.5 : Formes d'onde recueillies sur le banc de mesure 4 GHz. 124

Tableau V.1 : Résultats en technique TDOA asynchrone. 125

Tableau V.2 : Résultats en technique hybride TOA/TDOA. 126

Figure V.6 : Résultats de mesure pour la technique fusion TOA/TDOA à 4 GHz – 6 positions. 127

Figure V.7 : Architecture globale du système ULB à 60 GHz. 128

Figure V.8 : Photographie du circuit OCT 30 GHz. 129

Figure V.9 : Fréquence de sortie de l'OCT en fonction de la tension de commande. 130

Figure V.10 : Doubleur de fréquence 60 GHz. 130

Figure V.11 : Schéma électrique du doubleur de fréquence 131

Figure V.12 : Générateur d'impulsion. 131

Figure V.13 : Amplitude de l'impulsion en fonction de sa largeur. 132

Figure V.14 : Amplificateur de puissance (MPA). 132

Figure V.15 : Antenne de type cornet 133

Figure V.16 : Photographie du préamplificateur faible bruit (LNA). 133

Figure V.17 : Schéma synoptique de la configuration de mesure à 60 GHz. 134

Figure V.18 : Formes d'onde obtenues en réception 135

Figure V.19 : Dispositions de mesure du couple émetteur-récepteur millimétrique. 136

Figure V.20 : Disposition des capteurs pour la technique TDOA. 137

Figure V.21 : Résultats de mesure pour la technique TDOA à 60 GHz. 138

Figure V.22 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx = 15 cm, Rx = 26 cm. 139

Figure V.23 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx = 11 cm, Rx = 8 cm. 140

Figure V.24 : Modèle à deux rayons, hauteurs antennes Tx =40 cm, Rx =70 cm. 140

Figure V.25 : Chariot motorisé portant l'équipement mobile de réception ; l'antenne cornet est ajustable en hauteur et polarisation. 141

Figure V.26 : Mesures de puissance reçue à 63 GHz, hauteurs antennes Tx = 15 cm, Rx = 26 cm. .. 142

Figure V.27 : Mesures de puissance reçue à 63 GHz, hauteurs antennes Tx = 11 cm, Rx = 8 cm. 142

Figure V.28 : Puissance reçue en utilisant un véhicule obstacle côté émetteur. 143

Figure V.29 : Vue de dessus de la lentille de Fresnel illuminée par l'antenne de type cornet. 144

Figure V.30 : Influence de l'augmentation du gain et de la directivité de l'antenne d'émission. 145

Tableau V.3 : comparaison modules radio à 60Ghz Vs. 79GHz 147

Résumé

Dans le domaine du transport, des travaux de recherche considérables sont menés visant à assurer une sécurité maximale des usagers des transports et à réduire le nombre d'accidents de la route. L'utilisation de radars embarqués sur les véhicules constitue un des points d'entrée technologiques considérés. Ces radars fournissent une mesure de la distance et de la vitesse d'approche de l'obstacle fixe ou mobile ainsi que la direction d'arrivée des obstacles. Ils fournissent également le nombre d'objets dans le champ du capteur. Plus récemment, une fonction secondaire de communication a été suggérée pour ces dispositifs.
Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'un projet national, en partie financé par l'Agence Nationale de la Recherche, programme « Télécommunications », intitulé « Communication inter VEhicules et LOcalisation relative précise (VELO) ». Ce projet vise à concevoir et à réaliser un capteur radar fonctionnant en gamme millimétrique, à 79 GHz. Pour ce capteur, trois fonctions sont visées : Détection et mesure de distance radiale des cibles ; Communication inter-véhicules ; Localisation relative précise des cibles. L'objectif final est de construire une ceinture de sécurité immatérielle à 360° autour du véhicule, avec une résolution de détection radiale des obstacles inférieure à 10 cm et une capacité de communication inter-véhicules.
La technologie Ultra Large Bande (ULB) a été sélectionnée pour assurer les exigences de détection radar, de communication et de localisation relative précise. Des modèles de simulation nécessaires à l'évaluation globale des performances du système de localisation relative ont été mis en œuvre et développés sous Matlab™ et ADS™. Différents paramètres ont été étudiés et évalués tels que : la forme d'onde, la fréquence d'échantillonnage, la longueur de la ligne de base, la technique de localisation fondée sur des mesures de temps de vol des signaux de type TOA, TDOA et DOA (Time Of Arrival, Time Différence Of Arrival, Direction Of Arrival).
De premières expérimentations effectuées à 4 GHz ont permis de nous familiariser avec la technique de localisation utilisant des impulsions brèves. D'autres expérimentations en laboratoire ont ensuite été menées en gamme millimétrique. Nous avons employé un banc de mesure réalisé à l'aide de composants disponibles à 60 GHz en attendant de disposer des prototypes à 79 GHz réalisés par ailleurs dans le projet. Ces tests ont permis de valider l'approche choisie ainsi que les différents résultats de simulation exploitant un modèle de propagation à deux rayons direct et réfléchi sur la chaussée.

Mots clés : radar, localisation, ULB, millimétrique, canal, propagation, TOA, TDOA

Abstract:

In order to ensure maximum safety of users of road transport and to reduce the number of road accidents, considerable scientific research is conducted. The use of radar mounted on vehicles is a considered technological entry point. The required functions are measuring the distance and the velocity of fixed or mobile obstacles and providing their directions of arrival. More recently, a secondary vehicle to vehicle communication function has been suggested for these radar sensors.
This thesis was part of a national research project launched in 2007 entitled "Communication inter VEhicules and accurate relative LOcation (VELO)" following a call for tenders from the French National Agency of Research. This project aims to design and to implement a radar sensor operating at the recently assigned millimeter frequency band of 79 GHz. Different functions must be provided by this sensor: Detection and radial distances of the targets; Targets speed measurements; Vehicle to vehicle communication; and Accurate targets relative location. The ultimate goal of these sensors is to constitute a safety virtual belt operating at 360 ° all around the vehicle, providing a high resolution localization of all the surrounding targets and the ability to communicate with other vehicles.
In this work we focus particularly on the part «accurate relative localization of the targets» . We show that through the use of the ultra wideband (UWB) technique and of sub nanosecond pulses we can simultaneously satisfy these requirements.
To evaluate the relative localization accuracy provided by this approach, the impact of different parameters are modeled: pulse waveforms, sampling rate, jitter, TOA, TDOA, DOA (Time Of Arrival, Time Difference Of Arrival, Direction Of Arrival) methods. Simulation models needed to assess overall system performance relative location were implemented and developed in Matlab™ and ADS™. These simulation results have been validated during an experimental phase where we have localized sources emitting at 4 GHz and 60 GHz in a laboratory environment. A channel model considering a two-ray approach was also implemented in the simulations and experimentally validated at 63 GHz.

Keywords: radar, positioning, UWB, millimeter, channel, propagation, TOA, TDOA