



HAL
open science

Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier

Laila Sakkila

► **To cite this version:**

Laila Sakkila. Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier. Electronique. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2009. Français. NNT : 2009VALE0033 . hal-00572813

HAL Id: hal-00572813

<https://hal.science/hal-00572813v1>

Submitted on 14 Dec 2020

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse de doctorat

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

Laïla SAKKILA

Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu Routier

Soutenance le 03/12/2009 devant le jury composé de :

Thierry CHONAVEL	Professeur à Télécom Bretagne, Brest	Rapporteur
Tan Phu VUONG	Professeur à l'INP de Grenoble	Rapporteur
Aziz BENLARBI-DELAÏ	Professeur à l'UMPC de Paris	Examineur
Yves ROBIN-JOUAN	Ingénieur, NAVECOM, Paris.	Examineur
Jean-Michel ROUVAEN	Professeur à l'UVHC	Examineur Directeur de thèse
Charles TATKEU	Chargé de Recherche à l'INRETS-LEOST Villeneuve d'Ascq	Examineur Co-encadrant
Yassin ELHILLALI	Maître de conférence à l'UVHC	Examineur Co-encadrant
Abdellah ELORCHI	Ingénieur à ALSTOM Transport, Belfort	Invité

Thèse de doctorat

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT CAMBRESIS

Spécialité : ELECTRONIQUE

Par

Laila SAKKILA

Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu Routier

Soutenance le 03/12/2009 devant le jury composé de :

Thierry CHONAVEL	Professeur à Télécom Bretagne, Brest	Rapporteur
Tan Phu VUONG	Professeur à l'INP de Grenoble	Rapporteur
Aziz BENLARBI-DELAÏ	Professeur à l'UMPC de Paris	Examineur
Yves ROBIN-JOUAN	Ingénieur, NAVECOM, Paris.	Examineur
Jean-Michel ROUVAEN	Professeur à l'UVHC	Examineur Directeur de thèse
Charles TATKEU	Chargé de Recherche à l'INRETS-LEOST Villeneuve d'Ascq	Examineur Co-encadrant
Yassin ELHILLALI	Maître de conférence à l'UVHC	Examineur Co-encadrant
Abdellah ELORCHI	Ingénieur à ALSTOM Transport, Belfort	Invité

Remerciements

Je remercie tout d'abord la région Nord-Pas-De-Calais et l' Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) d'avoir supporté ce travail.

Je tiens à remercier vivement Mme Marion BERBINEAU et M. Bertrand NONGAILLARD Directeurs respectifs du laboratoire LEOST de l'INRETS et de l'IEMN-DOAE, pour leurs accueils dans leurs laboratoires respectifs et qui m'ont donné tous les moyens pour mener à bien cette thèse.

J'exprime mes sincères remerciements à M. le professeur Jean-Michel ROUVAEN, professeur à l'UVHC, qui m'a accueilli au sein de son équipe Radiocommunication, Détection et Traitement des Signaux, au laboratoire IEMN DOAE et a dirigé cette thèse, pour son encadrement et pour son soutien dans mes études théoriques. J'exprime ma profonde gratitude à Mme Atika MENHAJ-RIVENQ, professeur à l'UVHC, pour son aide précieuse, ses conseils ainsi que pour ses idées et ses qualités scientifiques qui m'ont facilité la tâche pendant des différentes étapes d'avancement de cette thèse et donc ramener ce travail à terme et même d'aller plus loin dans ce sujet que les objectifs initialement fixés.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à M. Charles TATKEU chargé de recherche à LEOST de l'INRETS et à M. Yassin ELHILLALI Maître de conférence à l'UVHC pour leurs encadrements tout au long de ce travail et pour m'avoir fait bénéficier de leurs expériences, leurs compétences et leurs conseils scientifiques et techniques respectives qui ont contribué à mener à bien ce travail. Mes remerciements s'adressent aussi à M. Jamal ZAIDOUNI pour son aide précieuse et pour tous ses conseils.

J'adresse mes vifs remerciements à M. Thierry CHONAVEL, Professeur à Télécom Brest ainsi qu'à M. Tan Phu VUONG, Professeur à l'INP de Grenoble de m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail et d'en être les rapporteurs. Leurs lectures détaillées ont permis d'améliorer la version finale du manuscrit.

Je tiens à remercier Aziz BENLARBI-DELAÏ, Professeur à l'UMPC de Paris d'avoir bien voulu examiner ce travail et de participer à ce jury.

Mes remerciements vont également à M. Yves ROBIN-JOUAN Professeur à NAVCOM de Paris et à M. Abdellah ELORCHI, Ingénieur à ALSTOM Transport de Belfort accepté d'être membre du jury.

Je remercie chaleureusement M. Jean-Pierre GHYS, Ingénieur d'étude au LEOST, pour ses conseils techniques, sa disponibilité et son aide précieuse à la conception du système et la réalisation des tests. Je remercie également tous les membres du laboratoire LEOST de l'INRETS ainsi que les membres de l'IEMN-DOAE pour leur soutien, leur bonne humeur qui a contribué à une ambiance de travail agréable. Je remercie aussi l'ensemble du personnel technique et administratif des deux laboratoires pour leur soutien, leur disponibilité.

Enfin je tiens à remercier vivement tous les membres de ma famille ainsi que tous mes amis pour leur patience, leur compréhension et leur soutien sans faille qu'ils m'ont apporté pendant ces trois années et surtout pendant les moments difficiles

A ma mère

A mon père

A mes sœurs

A mes frères

A toute ma famille

A mes amis

Introduction générale	9
Chapitre I : Généralités sur les systèmes de détection	13
Introduction.....	14
I.1.Les systèmes de détection d'obstacles	14
I.1.1.Les systèmes passifs	15
I.1.2.Les systèmes actifs	16
I.2.Différents types de radar	17
I.2.1.Radar à impulsions	17
I.2.2.Radar à compression d'impulsions	19
I.2.3.Radar à effet Doppler.....	22
I.2.4.Radar à ondes continues	24
I.2.5.Radar à ondes continues à modulation de fréquence	25
I.2.6.Radar à bruit.....	29
I.2.7.Radar à corrélation.....	30
I.3.Principaux systèmes et projets de détection d'obstacles	32
I.3.1.Le projet CarTALK	32
I.3.2.Le projet RADARNET	33
I.3.3.Le projet CARSENSE	33
I.3.4.Le Projet DENSETRAFFIC	34
I.3.5.Le Projet PREVENT.....	36
I.3.6.Système DIREP/CODIREP	38
I.3.7.Système anti-collision de Nissan.....	39
I.3.8.Système de détection des obstacles Lexus :	39
I.3.9.Système de détection d'obstacles pour hélicoptères	40

I.3.10.Système anti-collision nommé Collision Mitigation par Delphi Corporation.....	40
Conclusion	41
Bibliographie du chapitre I.....	42
Chapitre II: Technologie ULB-Ultra Large Bande et Radars ULB	45
Introduction.....	46
II.1.Historique de la technologie ULB	46
II.2.Définition de la technologie ULB.....	47
II.3.Avantages et inconvénients de l'ULB	49
II.3.1.Les avantages	49
II.3.2.Les inconvénients	50
II.4.Normalisation des systèmes de communication ULB.....	51
II.4.1.Normalisation aux Etats-Unis	51
II.4.2.Normalisation en Europe.....	53
II.4.3.Normalisation en Asie	56
II.5.Les différents types de modulations	57
II.5.1.Modulation d'impulsions en position (PPM).....	58
II.5.2.Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)	59
II.5.3.Modulation par tout ou rien OOK.....	60
II.5.4.Modulation de phase BPSK	61
II.6.Techniques d'accès multiples	62
II.6.1.La technique TH-ULB.....	64
II.6.2.La technique FH-ULB.....	64

II.6.3.La technique OOC- ULB	65
II.7.Les applications ULB	65
II.7.1.Les applications de communication	66
II.7.2.Les applications de localisation.....	71
II.7.3.Les applications radar.....	72
II.8.Présentation du système radar ULB proposé.....	79
II.9.Le cahier des charges du système proposé	80
Conclusion :	81
Bibliographie du chapitre II:.....	82
Chapitre III : Etude des formes d’ondes et de multiplexage pour le radar ULB.....	86
Introduction.....	87
III.1.Les différentes formes d’ondes ULB	87
III.1.1.Formes d’ondes classiques.....	87
III.1.2.Les nouvelles formes d’ondes proposées : Les polynômes orthogonaux.....	89
III.2.Résultats de simulation.....	95
III.3.Résultats expérimentaux.....	98
III.4.Accès multiple	103
III.4.1.Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires	105
III.4.2.Codes de Gold.....	107
III.5.Comparaison des codes	108
Conclusion	114

Bibliographie du chapitre III	115
Chapitre IV :	117
Développement du récepteur associé au radar ULB	117
Introduction.....	118
IV.1.Théorie des radars	118
IV.1.1.Principe de l'anticollision	118
IV.1.2.Équation radar	119
IV.1.3.Principe du radar à corrélation.....	120
IV.2.Les récepteurs ULB :.....	123
IV.2.1.Les récepteurs non-cohérents :	123
IV.2.2.Les récepteurs cohérents:.....	125
IV.2.3.Bilan de l'étude sur les récepteurs :	126
IV.3. Théorie de détection en ULB (Probabilité de détection - Probabilité de fausse alarme):	127
IV.4. Les caractéristiques opérationnelles d'un récepteur (Réseau COR).....	131
IV.4.1.Cas particuliers :.....	131
IV.4.2.Procédure d'étude	133
IV.4.3.Résultats.....	134
IV.5.Algorithmes d'estimation du retard	137
IV.5.1.Algorithme de Nikias et Pan d'ordre 3.....	138
IV.5.2.Algorithme de Tugnait d'ordre 3	139
IV.5.3.L'algorithme de Tugnait à l'ordre 4 (Tug-4).....	140

IV.6.Résultats des mesures :.....	142
IV.6.1.Configurations de mesures :	144
IV.6.2.Écartement des antennes.....	154
IV.7.Reconnaissance de type d'obstacles.....	159
Conclusion	165
Bibliographie du chapitre IV	166
Chapitre V : Traitement radar en temps réel	168
Introduction.....	169
V.1.Traitement actuel, en temps différé	169
V.2.Traitement en temps réel	171
V.3.Choix technologique, FPGA + CAN.....	171
V.4.Etude préliminaire	174
V.5.1.Problème de la limite d'échantillonnage.....	174
V.5.2.Mesures en temps différé à la limite du CAN.....	177
V.5.3.Architecture du corrélateur	179
V.5.4.Architecture série, acquisition continue.....	179
V.5.5.Architecture parallèle	185
V.6.Signature des obstacles	192
V.7.Application du traitement (Projet ANR « Prima-Care »).....	169
Conclusion	194

Introduction générale

Les arguments commerciaux de premier rang des constructeurs automobiles haut de gamme étaient, pendant de nombreuses années, la puissance mécanique disponible dans une voiture ainsi que le confort à bord. Avec l'augmentation sans cesse croissante du nombre d'accidents et de morts sur la route, les pouvoirs publics, poussant à ce que la sécurité routière soit une priorité nationale, ont contribué à ce que les constructeurs déplacent leur champ d'intérêt sur plus de sécurité et d'aides à la conduite. Ainsi les systèmes électroniques d'aide à la conduite, tels que l'assistance au freinage (ABS), l'antidérapage ou les contrôles dynamiques de trajectoires et les protecteurs en cas de chocs tels que les sacs gonflables (AirBag) ne sont plus de simples options sur les véhicules mais plutôt des nécessités.

Le développement des systèmes de prévention des accidents est devenu aussi une des préoccupations majeures des industriels automobiles et des chercheurs afin de contribuer à l'amélioration de la sécurité routière. Ce besoin de sécurité ne cesse de pousser au développement des systèmes électroniques permettant entre autres la communication, la localisation ou la détection d'obstacles sur les routes.

Le travail développé dans cette thèse est cofinancé par la région Nord-Pas-de-Calais et l'INRETS (Institut National de Recherches sur les Transports et leur Sécurité). Il est focalisé sur les systèmes intelligents d'aide à la conduite et de détection d'obstacles qui permettent aujourd'hui de contribuer à la réduction significative du nombre d'accidents sur les routes. Il répond du même coup aux enjeux définis dans le cadre du Contrat de Projet Etat Région (CPER) à travers le projet CISIT (Campus International sur la Sécurité et l'Intermodalité des Transports) et du projet ANR Primacare (Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-capteurs - radar, - aveC gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru). L'objectif est de concevoir et de réaliser une fonction de détection d'obstacles bas coût, sur un système embarqué afin de prévenir et d'éviter des collisions. Pour ce faire, il convient donc de choisir le capteur adéquat à cette fonctionnalité. Le radar s'avère le candidat le mieux adapté du fait de son immunité aux conditions climatiques et environnementales variées. L'étude menée dans cette thèse vient compléter les compétences déjà acquises par l'IEMN (Institut d'Electronique et Micro-électronique et Nanotechnologie) ainsi que par le LEOST (Laboratoire d'Electronique Onde et Signaux pour les Transports) de l'INRETS en matière de radar anti-collision pour les véhicules.

Le chapitre I présente un état de l'art des différents capteurs, actifs ou passifs, de détection d'obstacles utilisés dans le domaine des transports pour assurer la sécurité routière. Nous nous focalisons sur le capteur radar, vu les avantages qu'il présente dans l'environnement routier. Nous rappelons ensuite les différents types de radar qui peuvent être utilisés pour réaliser la fonction d'anti-collision ainsi que leurs caractéristiques techniques. Il s'agit des radars à impulsions, à compression d'impulsions, à effet Doppler, à ondes continues, à bruit et à corrélation. Un bilan de comparaison entre ces différents types de radar est établi. Nous terminons ce premier chapitre par la présentation de différents projets et systèmes récents similaires, traitant des problématiques de détection d'obstacles en environnement routier.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation de la technologie Ultra Large Bande (ULB) qui est retenue pour l'utilisation au sein du dispositif radar. Nous rappelons son historique,

son principe, ses avantages et ses inconvénients ainsi que les différentes réglementations imposées par différents organismes de normalisation. Ensuite, les différents domaines d'applications de la technologie à bande ultra large et les dispositifs existants à ce jour seront présentés. La dernière partie de ce deuxième chapitre sera consacrée à la présentation du radar proposé dans le cadre de nos travaux et du cahier des charges défini.

La première partie du chapitre III est consacrée à la présentation des différentes formes d'ondes pressenties pour la réalisation du système radar ULB. Une comparaison des performances de ces formes d'ondes en termes de précision, en simulation et en mesures, sera réalisée afin de choisir celle la mieux adaptée à la fonction détection du radar routier. La seconde partie de ce chapitre est dédiée à l'aspect accès multiple. Il s'agit d'assurer la cohabitation entre plusieurs véhicules équipés de radar avec le moins d'interférences possibles. Nous traitons ainsi l'étude et l'évaluation des différents codes utilisés en CDMA et dans d'autres techniques de multiplexage.

Le chapitre IV est articulé autour de deux grands axes :

- Dans la première partie, nous nous intéressons à la réalisation du récepteur adapté au radar ULB pour la détection d'obstacles. Il s'agit du récepteur à corrélation. L'originalité de ce travail consiste en l'étude des récepteurs adaptés à la technologie ULB en général et les récepteurs à corrélation en particulier. Nous montrons l'intérêt du récepteur à corrélation en mettant en place la théorie de détection du radar ULB en terme de probabilité de détection et de probabilité de fausse alarme afin de discuter du choix du seuil de détection à partir duquel on décide ou non la présence d'une cible. Puis nous traçons les réseaux Caractéristiques Opérationnelles du Récepteur (COR). Ensuite, nous présentons le récepteur adapté à notre système développé intégralement tout en respectant l'aspect simplicité de réalisation abordé en cahier des charges. Enfin nous présentons et testons les algorithmes basés sur les Statistiques d'Ordres Supérieurs (SOS) afin de réduire l'effet du bruit impulsionnel reçu ; ceci, dans le but d'améliorer la détection et l'automatisation de notre système.

Cette partie est complétée par la présentation du prototype laboratoire développé. Plusieurs tests et mesures, mettant en œuvre plusieurs scénarios, en environnement réel seront présentés afin d'évaluer les performances du radar ULB. Les expérimentations réalisées ainsi que les résultats obtenus seront présentés.

- La seconde partie du chapitre IV présente également une originalité importante de ce système. Elle consiste en son pouvoir à reconnaître les types d'obstacles détectés, ce qui va permettre de pouvoir éliminer ceux qui ne représentent pas de danger dans la phase de suivi d'obstacles. Cette propriété caractéristique est possible grâce à la signature radar donnée par chaque type d'obstacle ; Ce qui permet une reconnaissance facile de la nature de l'obstacle détecté. Nous proposons, ensuite en fin de ce chapitre, un algorithme permettant la détection d'obstacles et en même temps l'identification du type d'obstacles

Dans le chapitre V, nous étudions la faisabilité de la réalisation du traitement radar ULB en temps réel aussi bien pour le traitement par corrélation que pour le traitement des algorithmes par statistiques d'ordres supérieurs. Nous présentons plusieurs architectures envisageables que nous comparons. Nous effectuons des simulations sur des signaux théoriques et réels à l'aide du logiciel Matlab. A la fin de ce chapitre nous proposons une architecture dédiée à la signature des obstacles. Des tests sur la carte, l'assemblage des architectures de la corrélation avec le composant CAN et la validation de l'ensemble en temps réel sur des cibles réelles sont en cours de développement.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire est consacrée aux conclusions et aux perspectives ouvertes par ce travail à court terme et à moyen voire long terme.

Chapitre I :

Généralités sur les systèmes de détection

Introduction

Pendant de nombreuses années, la puissance mécanique disponible dans une voiture était un argument commercial de premier rang des constructeurs automobiles. Avec l'augmentation sans cesse croissante durant ces dernières années du nombre d'accidents et de morts sur la route, les pouvoirs publics poussant à ce que la sécurité routière soit une priorité nationale ont contribué à ce que les constructeurs déplacent leur champ d'intérêt vers plus de sécurité et d'aides à la conduite notamment la sécurité à bord d'un véhicule. Ainsi, le développement des systèmes de prévention des accidents est devenu une des préoccupations majeures des industriels automobiles et des chercheurs afin de contribuer à l'amélioration de la sécurité routière. Ce besoin de sécurité ne cesse de pousser au développement des systèmes électroniques permettant entre autres la communication, la localisation ou la détection d'obstacles. Parmi les améliorations électroniques qui permettent de réduire le nombre de victimes de la route, on peut citer entre autres l'ABS, système de freinage anti-blocage et les contrôles dynamiques de trajectoires. Dans nos travaux, nous nous sommes intéressés aux systèmes intelligents d'aide à la conduite et de détection d'obstacles qui permettent aujourd'hui de réduire considérablement le nombre d'accidents de façon automatique. Avant de concevoir et de réaliser une fonction de détection d'obstacles sur un système embarqué, il convient de choisir le ou les capteurs à utiliser. Parmi les deux catégories de capteurs disponibles, on peut distinguer: les capteurs actifs tels que les radars et les lidars, et les capteurs passifs tels que les systèmes de vision et les radiomètres.

I.1. Les systèmes de détection d'obstacles

Les systèmes de détection d'obstacles de ces dernières années sont basés sur différentes techniques visant à déterminer la présence d'obstacles se trouvant au voisinage d'un véhicule (devant, côté en cas d'intersection ou arrière en cas de recul); Puis à calculer la distance séparant l'obstacle du système de détection. Pour cela, ils utilisent des capteurs que l'on peut classer en deux catégories citées ci-dessus.

Les systèmes passifs détectent directement et analysent les signaux émis ou réfléchis naturellement par des cibles (sources électromagnétiques ou bruits propres rayonnés). Parmi les systèmes passifs, on peut citer :

- Les systèmes de vision et les radiomètres.
- Les caméras de perception de l'environnement dans le spectre du visible et / ou de l'infrarouge.
- Les systèmes d'imagerie thermique micro-onde ou millimétrique.

Les systèmes actifs fournissent leur propre source de rayonnement pour illuminer la cible. Les plus utilisés sont :

- Les LIDAR (Light Detection And Ranging).
- Les RADAR (Radio Detection And Ranging).

Ces systèmes émettent des ondes lumineuses ou radiofréquences en direction des cibles potentielles. Ils analysent les ondes réfléchies qui leur sont renvoyées par les obstacles. Cependant, les performances des systèmes actifs existants restent très limitées en termes de précision et de temps de réponse. Or, dans les applications liées à la sécurité routière, il s'avère très important d'assurer la fonction de détection d'obstacles, avec une bonne précision, un temps de réponse très court et une possibilité d'identifier les types d'obstacles.

I.1.1. Les systèmes passifs

La télédétection passive par hyperfréquences est semblable à la télédétection thermique. Tout objet émet une certaine quantité d'énergie dans les hyperfréquences, mais l'amplitude en est généralement très faible. Un capteur passif détecte l'énergie dans les hyperfréquences émises naturellement dans son champ de vision. Cette énergie est fonction de la température et de l'humidité de l'objet sur la surface émettrice. Dans ce qui suit nous allons présenter deux types de systèmes passifs : les systèmes de vision et les radiomètres.

a. Les systèmes de vision

Il s'agit essentiellement des caméras. Ces derniers fournissent, pour chaque point situé dans leur plan focal, une tension proportionnelle à la quantité de photons qui y sont accumulés. L'image obtenue a l'avantage de présenter une bonne définition, ce qui permet de discriminer les obstacles en fonction de leur forme. Cependant en associant plusieurs caméras, il est possible, par stéréoscopie [Bruyelle 95], [Burie 94], [Chebira 94], de reconstituer la scène en trois dimensions et ainsi de calculer la distance à l'obstacle. Là où un radar est limité à 12° de champ horizontal et 3° de champ vertical, une caméra peut facilement atteindre respectivement les 50° et 30°. De plus, le coût d'une caméra reste largement inférieur à un radar ou à un lidar. Par contre, la difficulté de la vision artificielle est la complexité des algorithmes puisque l'image en elle-même ne fournit pas de mesures de distance comme un capteur actif. Il faut donc utiliser des algorithmes de traitement d'images. De plus, une caméra, par rapport à un télémètre laser, n'a pas les mêmes capacités de détection pour des obstacles lointains. Un autre inconvénient de ces systèmes est la diminution de leurs performances par temps de pluie ou de brouillard.

b. Les radiomètres

On peut détecter les objets en mesurant l'émission thermique d'un obstacle dans une bande de fréquence donnée, et en la comparant à celle de référence. En effet, tout corps émet en permanence un rayonnement électromagnétique dont le spectre varie avec sa température [Cracknell 97]. Ce rayonnement possède un maximum dans le spectre des infrarouges et dans la bande des ondes millimétriques et centimétriques. Les radiomètres sont donc des systèmes intégrant une antenne adaptée à ces longueurs d'ondes et ont en général une grande sensibilité. Cependant les niveaux de puissances reçus limitent leur utilisation aux distances courtes.

I.1.2. Les systèmes actifs

Les capteurs actifs à hyperfréquences fournissent leur propre source de rayonnement pour illuminer la cible. Les plus utilisés sont les radars et les télémètres lasers (lidars).

a. Les lidars

Le télémètre laser ou LIDAR (LIght Detection And Ranging) est largement utilisé dans le domaine de la robotique pour la navigation de robots en terrain inconnu [Nashashibi 93]. Le principe de fonctionnement est d'émettre un faisceau infrarouge laser et d'analyser le faisceau réfléchi par l'obstacle se trouvant dans l'axe de tir du laser. Comme pour le radar, la mesure du temps de vol donne accès à la distance à l'obstacle. Si la source est modulée en amplitude par une sinusoïde, on mesure le déphasage de l'onde retour par rapport à l'onde émise et la distance à l'obstacle est déduite grâce à la connaissance également de la vitesse de groupe du faisceau lumineux [Xie 94] [Payne 73] [Hancock 99].

L'inconvénient majeur des lidars est qu'ils ne sont pas efficaces par temps de pluie et sont presque aveugles en cas de brouillard.

b. Les radars

L'acronyme RADAR vient de l'anglo-saxon RADIO Detection And Ranging et signifie détection radio par mesure de distance. Ce terme se rapporte à tout appareil permettant de déterminer la position d'une cible donnée [Cook 93] [Darricau 94]. Les premières applications de tels dispositifs ont vu le jour dans le domaine militaire, et c'est dans ce cadre qu'elles ont connu un réel essor. Avec les avancées technologiques, le radar a trouvé de nombreuses applications civiles telles que la régulation de la vitesse ACC (Adaptive Cruise Control), l'aide à la navigation et les systèmes d'anticollision [Rolland 97] [Menhaj 99] [Kato 01]. Le principe du radar est d'émettre, en direction d'une cible, une onde radiofréquence modulée par un signal. Après réflexion sur la cible, l'onde reçue est analysée par le récepteur. On peut alors estimer le temps de vol de l'onde (Figure I.1).

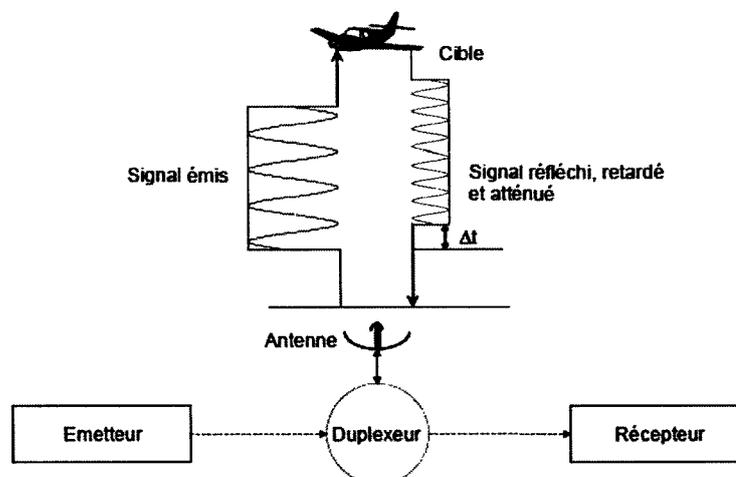


Figure I.1 : Principe du radar

La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air étant connue, on peut déduire la distance à l'obstacle. La mesure de vitesse s'effectue soit en dérivant l'information de distance (sur deux ou plusieurs mesures), soit en effectuant un traitement Doppler sur l'onde réfléchie. L'effet Doppler correspond à un décalage fréquentiel entre la fréquence reçue et la fréquence émise dû à la mobilité de l'obstacle par rapport au radar. En analysant ce décalage, on a donc accès à la vitesse relative de l'obstacle par rapport au véhicule. Les radars ont pour avantages d'être efficaces en tout temps (brouillard, pluie) et donc dans les conditions de visibilité mauvaise pour le conducteur. Leur utilisation dans le domaine civil est cependant récente du fait d'un coût élevé et des éventuels dangers occasionnés par l'émission des ondes millimétriques à forte puissance pour le corps humain.

Il existe une grande variété de radars utilisant des techniques de traitement de signal qui ont fait leurs preuves dans les domaines professionnels civils et militaires. Dans le paragraphe qui suit, nous allons présenter les différentes familles de radars existants ainsi que leurs principes de fonctionnement.

I.2. Différents types de radar

I.2.1. Radar à impulsions

Fondé sur un phénomène prouvé expérimentalement par Hertz en 1889, comme présenté sur la figure I.3, leur principe consiste à effectuer un fenêtrage temporel sur un signal sinusoïdal hyperfréquence avec un train d'impulsions de durée τ et une période de répétition T appelé PRI - Pulse Repetition Interval- (intervalle de répétition de l'impulsion). On définit alors sa PRF - Pulse Repetition Frequency- (fréquence de répétition de l'impulsion) égale à $1/T$ et un rapport cyclique correspondant au taux de remplissage de l'impulsion (τ / T). Ce signal est émis en direction des cibles [Menhaj 96]. La figure I.2 montre un exemple de schéma synoptique du radar à impulsions.

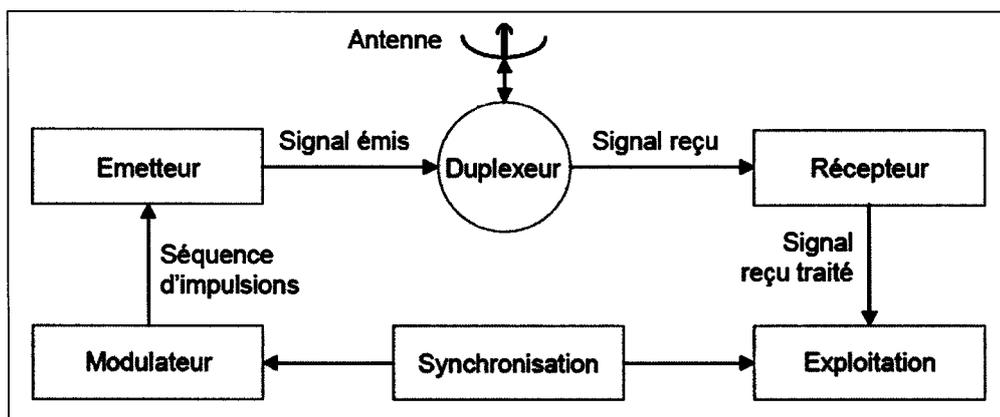


Figure I.2 : Schéma synoptique d'un radar à impulsions

L'émetteur sert à générer le signal hyperfréquence. Celui-ci est guidé vers les cibles par l'antenne. Le moduleur permet de bloquer l'émission d'énergie entre deux impulsions. Le

récepteur est utilisé pour l'amplification, la démodulation et le traitement du signal. L'unité d'exploitation extrait du signal les informations recherchées. Le signal hyperfréquence est en partie réfléchi par la cible. En évaluant le retard de l'onde réfléchie par rapport à l'impulsion émise (Figure I.3), on peut calculer la distance D correspondant au temps Δt aller et retour de l'onde :

$$D = c \cdot \Delta t / 2 \quad \text{I.1}$$

où c est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu de propagation.

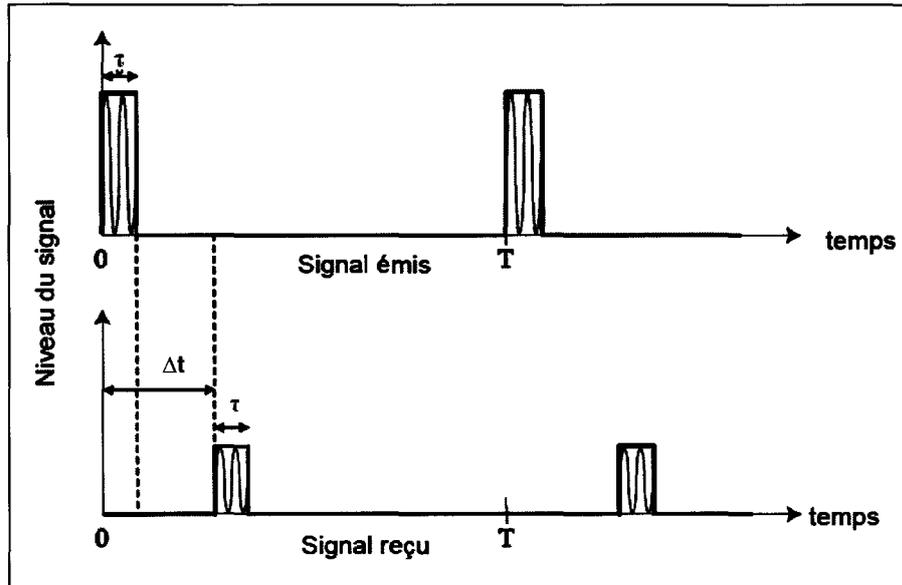


Figure I.3 : Principe du radar à impulsions

La puissance moyenne émise peut être faible si le taux de remplissage (durée de l'impulsion par rapport à la période des impulsions) est limité. Cette puissance moyenne s'écrit :

$$P_{\text{moy}} = P_{\text{crête}} (\tau / T) \quad \text{I.2}$$

Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale (i.e. la plus grande distance mesurable) et la résolution du radar, sont la durée τ des impulsions et la fréquence de répétition PRF.

Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho 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 T , ce qui nous donne une distance maximale de :

$$D_{\text{max}} = \frac{c \cdot T}{2} \quad \text{I.3}$$

Le système que nous avons décrit n'utilise que l'amplitude du signal reçu, c'est à dire, que nous pouvons obtenir la distance à laquelle se trouve la cible, mais nous n'aurons pas d'information sur la vitesse de la cible. Pour pouvoir obtenir cette vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal

reçu, qui inclut la déviation Doppler. Ce type de détection, appelée cohérente [Skolnik 62], est plus complexe en terme de réalisation en pratique. On peut avoir accès à la vitesse de la cible en déterminant la fréquence Doppler f_D exprimée par :

$$f_D = \frac{2 \cdot v_r}{\lambda} \quad \text{I.4}$$

où v_r est la vitesse relative de la cible par rapport au radar et λ est la longueur d'onde.

La présence du décalage Doppler va donc créer un déphasage entre les impulsions successives égal à :

$$d\phi = 2\pi f_D T \quad \text{I.5}$$

La distance minimale de détection est limitée par la largeur d'impulsion :

$$D_{\min} = \frac{1}{2} c \tau \quad \text{I.6}$$

Ces radar à impulsions sont les plus connus et les plus utilisés, mais ils s'avèrent moins adaptés pour les automobiles, pour les raisons suivantes [Malek 00]:

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation, or ceux-ci sont très petits dans un environnement routier. Cette petite variation est donnée par l'équation :

$$\Delta d = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad \text{I.7}$$

- Les systèmes cohérents de génération d'impulsions ultra courtes ont des coûts excessifs pour l'industrie automobile.

Cependant, la limitation de génération des impulsions peut être résolue en utilisant par exemple les techniques de type ULB (Ultra Large Bande) que nous allons présenter par la suite.

I.2.2. Radar à compression d'impulsions

Dans le cas général, on cherche à minimiser la durée des impulsions τ pour avoir une bonne résolution en distance Δd (équation I.4).

Cependant, réduire τ revient à augmenter la bande passante du signal émis $B = 1/\tau$. De plus, à puissance moyenne égale, le fait de diminuer τ revient à augmenter la puissance crête de l'impulsion :

$$P_{\text{moy}} = \frac{\tau}{T} P_c \quad \text{I.8}$$

où P_c est la puissance crête d'une impulsion de durée τ .

Il faut alors une tête hyperfréquence plus puissante, ce qui peut engendrer notamment des risques de saturation du récepteur pour les obstacles à faible distance. On peut avoir une bonne résolution en utilisant des techniques de compression d'impulsions [Carpentier 90], [Brunzell 00]. La compression d'impulsions permet, d'une part, de transmettre un signal émis avec une puissance moyenne raisonnable pour l'impulsion longue et d'autre part, la résolution en distance du système correspond à l'impulsion courte.

L'analyse des propriétés de la fonction d'ambiguïté a montré que la résolution en distance ne dépendait que de la largeur du spectre du signal émis [Cook 93].

Le spectre d'une impulsion classique a une largeur efficace Δf équivalent à $1/\tau$, mais si une modulation est mise en œuvre dans l'impulsion, alors Δf peut être supérieure à $1/\tau$. Les techniques de compression d'impulsions consistent en l'émission des impulsions avec un produit $\tau \cdot \Delta f \gg 1$, en utilisant une modulation de phase ou de fréquence, ce qui donne une résolution de l'ordre de

$$\frac{c}{2 \cdot \Delta f} \ll \frac{c \cdot \tau}{2}$$

Les impulsions sont comprimées avec un taux de compression $\tau \cdot \Delta f$ d'où le nom compression d'impulsions.

On peut classer les techniques de compression d'impulsions en deux catégories selon la modulation utilisée : modulation analogique telle que la modulation linéaire en fréquence, et modulation numérique telle que la modulation par codage de phase.

a. Modulation linéaire en fréquence

Une méthode pour réaliser l'étalement et la compression de l'impulsion est mise en œuvre par le radar « Chirp » [Barton 97]. Dans ce radar, le signal émis est modulé linéairement en fréquence (LFM : Linear Frequency Modulation) pendant la durée τ de l'impulsion comme il est illustré dans la figure I.4 (a et b). Le signal reçu, qui arrive avec un certain retard Δt (figure I.4.d), est appliqué à un filtre adapté dont la fréquence varie linéairement pendant la durée avec une pente inverse de celle du signal émis (figure I.4.c). La sortie du filtre adapté est la corrélation du signal émis avec le signal reçu. Elle représente un train d'impulsions comprimées (figure I.4.e). Une impulsion comprimée a une largeur de $1/\Delta f$ à -3dB, ce qui donne un gain de compression de $\tau \cdot \Delta f$, où Δf est l'excursion maximale en fréquence. La corrélation présente un pic à l'instant $t = \Delta t$ et la distance est déduite à partir de l'équation I.1.

L'inconvénient de cette technique est l'apparition des lobes secondaires dans le signal comprimé qui peut diminuer la résolution du radar [Chevalier 02]. Pour diminuer ces lobes secondaires, un filtre peut être utilisé dans le but d'obtenir un signal de sortie dont le spectre diminue progressivement sur ses bords (comme par exemple une forme gaussienne) au lieu d'une forme rectangulaire du spectre du signal LMF. Des réductions des lobes secondaires peuvent être faites en utilisant des traitements spéciaux de fenêtrage. Elles consistent à choisir la variation de l'amplitude (fonction poids) de la caractéristique amplitude-fréquence du filtre. Le résultat peut déformer le spectre du signal filtré avec une bonne réduction des lobes secondaires. Une autre approche consiste à utiliser des modulations non linéaires en fréquence où le signal envoyé est pondéré avec une fonction poids, ce qui réduira les lobes secondaires des signaux à la sortie du filtre adapté [Collins 99].

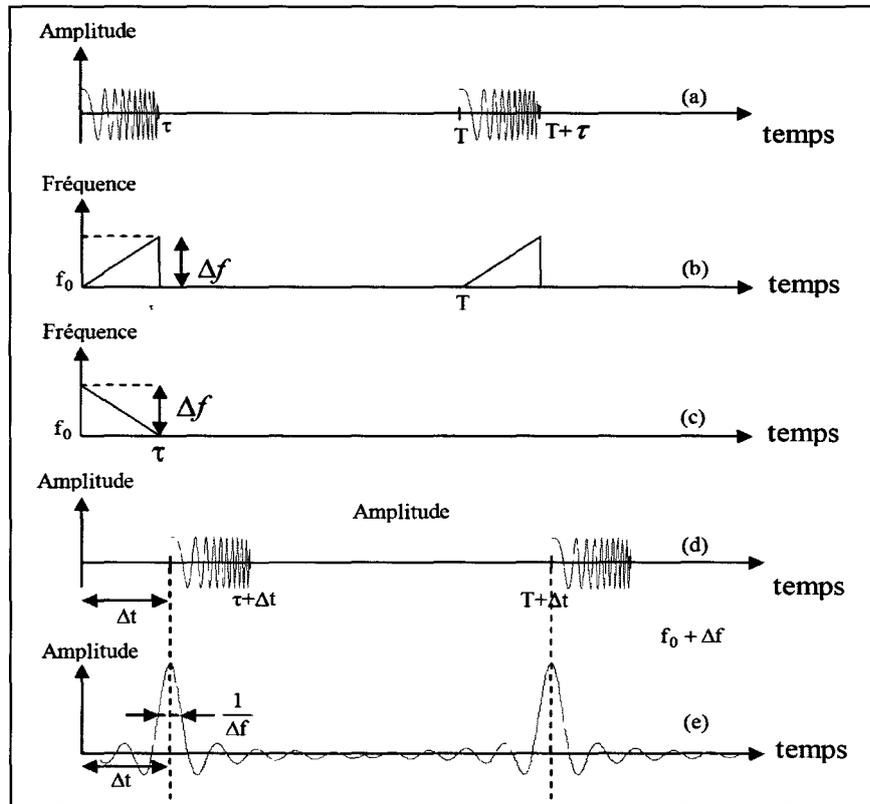


Figure I.4 : Principe de compression d'impulsions avec une modulation LFM : (a) signal émis, (b) fréquence émise, (c) fréquence du filtre adapté, (d) signal reçu, (e) sortie du filtre adapté.

b. Modulation par codage de phase

Dans ce cas, l'impulsion de durée τ est divisée en N sous-impulsions de durée $\Delta\tau = \frac{\tau}{N}$ chacune. Le code utilisé pour générer ces sous-impulsions peut prendre deux valeurs $+1$ ou -1 . La phase du signal généré, pendant la durée d'une sous-impulsion, prend deux valeurs distinctes, 0 ou π , selon la valeur du code pendant la même durée, $+1$ ou -1 [Farina 87] [Mahafza 00]. Le spectre d'émission est alors étalé d'un facteur N et les impulsions sont dites comprimées avec un taux de compression égal à: $\frac{\tau}{\Delta\tau} = N$.

Les premiers codes utilisés pour ce type de modulations sont les codes de Barker. À la réception, le signal reçu est appliqué à un filtre adapté au codage, ce qui donne une impulsion comprimée avec des lobes secondaires réduits par rapport à ceux obtenus avec la modulation LFM. La figure I.5 représente les formes d'onde dans le cas d'une modulation en phase avec un code de Barker de longueur 13. La sortie du filtre adapté présente un pic retardé par rapport à l'origine de Δt et la distance est déduite à partir de l'équation I.1. Dans ce cas, le taux de compression est égal à $N = 13$.

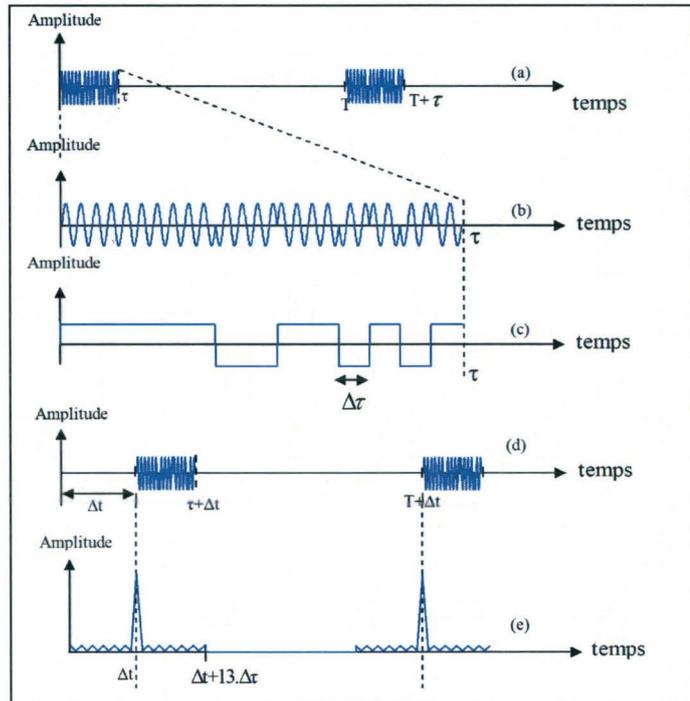


Figure I.5 : Principe de compression d'impulsions avec une modulation de phase : (a) signal émis, (b) zoom sur une impulsion, (c) code utilisé, (d) signal reçu, (e) sortie du filtre adapté.

I.2.3. Radar à effet Doppler

L'effet Doppler a été observé pour la première fois au milieu du XIX^{ème} siècle. Le physicien autrichien Johann Christian Doppler a formulé l'hypothèse que la fréquence des ondes acoustiques provenant d'une source en mouvement s'accroît en s'approchant de l'observateur, et diminue en s'en éloignant [Frémont 03] figure I.6.

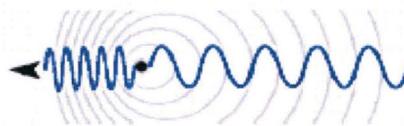


Figure I.6 : Effet Doppler

Cet effet n'est pas spécifique aux ondes acoustiques, mais se manifeste avec toutes les catégories d'ondes lorsqu'une source émettrice et un récepteur sont en mouvement l'un par rapport à l'autre.

On peut donc établir un lien entre la variation de fréquence et la vitesse de la source.

$$f_{\text{observateur}} = c \cdot f_{\text{source}} / (c + v_{\text{source}}) \quad \text{I.9}$$

Le processus employé par un radar à effet Doppler consiste à émettre des trains de n impulsions avec une fréquence donnée. Ces impulsions sont réfléchies par un obstacle avec une

fréquence connue. Le récepteur de ce radar mesure la fréquence des ondes réfléchies :

- Si l'obstacle est immobile, la fréquence réfléchie est égale à la fréquence émise.
- Si l'obstacle se rapproche, la fréquence réfléchie est supérieure à la fréquence émise.
- Si l'obstacle s'éloigne, la fréquence réfléchie est inférieure à la fréquence émise.

La différence de fréquence s'accroît avec la vitesse de l'obstacle.

$$V_{\text{obstacle}} = c \cdot (f_{\text{réfléchié}} - f_{\text{émise}}) / (f_{\text{réfléchié}} + f_{\text{émise}}) \quad \text{I.10}$$

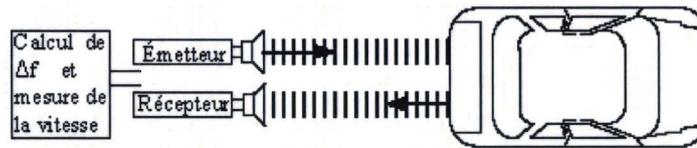


Figure I.7 : Schéma de principe d'un radar à effet doppler

Pour accéder à la fréquence Doppler des cibles, il est nécessaire d'augmenter la durée de la mesure. C'est ce qui est fait dans les radars Doppler à impulsions où le traitement concerne un train complet de n impulsions (figure I.8) qui peuvent être considérées comme l'échantillonnage de toutes les périodes T , d'un signal de durée $n \cdot T$ par un signal de durée $t_b \ll T$ [Darricau 82].

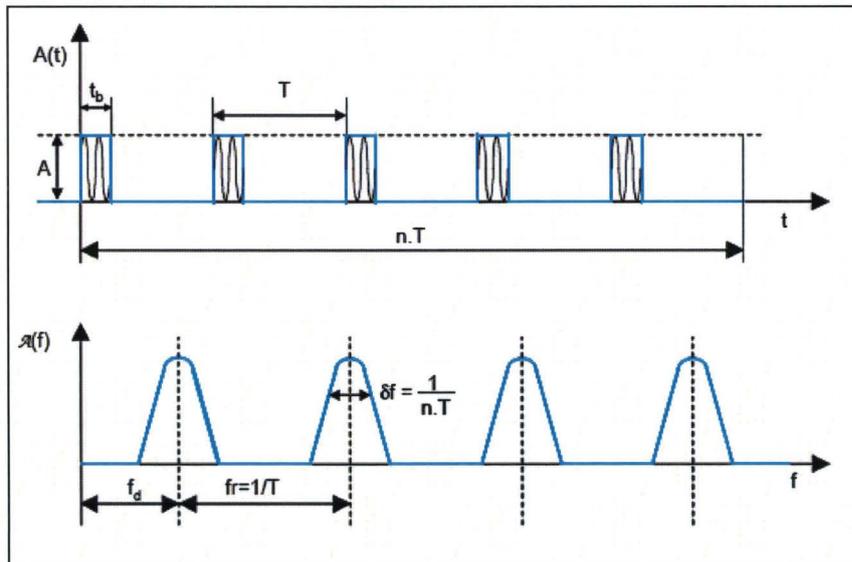


Figure I.8: Principe du radar à impulsions Doppler, amplitude et spectre du signal reçu.

L'ensemble du train d'impulsions possède un spectre de raies, la largeur df de chaque raie étant reliée à la durée totale du signal par la relation $df = 1/n \cdot T$. La fréquence Doppler des cibles n'est plus alors négligeable devant la largeur des raies. La fréquence de répétition de ces raies est $f_r = 1/T$. La mesure de la vitesse s'obtient par la mesure du glissement f_D des raies dans le spectre.

Le pouvoir séparateur en vitesse est :

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2 nT} = \frac{\lambda \delta f}{2} \quad \text{I.11}$$

Par exemple, si $n.T = 3 \text{ ms}$ et $\lambda = 0,4 \text{ cm}$ (76 GHz),

$$\delta f = \frac{1}{2 nT} = 333,33 \text{ Hz} \quad \text{I.12}$$

$$\Delta V_r = \frac{\lambda \delta f}{2} = 0,667 \text{ m.s}^{-1} \quad \text{I.13}$$

Il suffit alors d'une variation de vitesse de 0,667 m/s pour déplacer l'ensemble du spectre de la largeur d'une raie.

Le radar Pulse Doppler est souvent utilisé en visualisation des cibles mobiles (VCM). Il est, grâce à sa conception, adapté à la suppression des échos fixes, sans effet Doppler, ce qui permet de s'affranchir des échos dus aux fouillis ou « Clutter » [Nathanson 69]. Le traitement qui y est associé est une détection cohérente, afin d'avoir accès à la phase de l'onde radio-fréquence.

I.2.4. Radar à ondes continues

C'est le type de radar généralement utilisé par les constructeurs automobiles pour la réalisation des systèmes embarqués anticollision et de contrôle intelligent de la conduite automobile.

Les ondes continues peuvent être monochromatiques (utilisant uniquement l'effet Doppler) ou modulées en fréquence.

Les radars monochromatiques se basent sur l'effet Doppler et permettent de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, ce type de radar ne nous fournit pas d'information sur la distance relative de la cible par rapport à l'antenne d'émission [Sol 97].

Le radar le plus simple que nous pouvons envisager pour l'application automobile consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu [Barton 97]. La mesure de distance se déduit à partir de la fréquence de battement [Skolnik 62].

La figure I.9 représente un exemple de schéma bloc simplifié d'un radar à ondes continues CW (Continuous Wave).

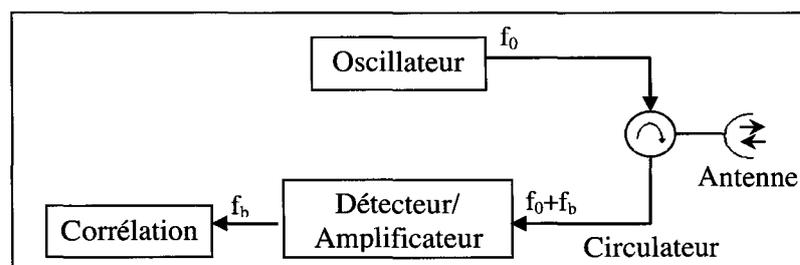


Figure I.9 : Schéma bloc d'un radar CW

Si la cible a une vitesse non nulle par rapport au radar, le signal reçu aura une fréquence (f_r) différente de celle du signal émis (f_e) à cause de l'effet Doppler. La fréquence de battement (f_b) est définie comme étant la différence entre la fréquence du signal reçu et la fréquence du signal émis ($f_b = f_r - f_e$), et elle est proportionnelle à la vitesse relative de la cible :

$$f_b = 2f_0 \frac{v_r}{c} \quad \text{III.14}$$

où F_0 est la fréquence de l'oscillateur local, V_r est la vitesse relative de la cible et C est la vitesse de la lumière. L'avantage du radar CW réside dans sa simplicité d'implémentation mais son inconvénient majeur est qu'il ne fournit aucune information sur la distance.

I.2.5. Radar à ondes continues à modulation de fréquence

Ce radar permet la mesure de la vitesse de la cible (ou du radar) et de la distance cible-radar. Il est connu sous le nom de radar FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave). Les radars à ondes continues sont utilisés dans différents dispositifs comme les systèmes anticollision dans le domaine routier, dans le domaine aérien pour déterminer l'altitude de l'avion (les altimètres) et sa vitesse (radar de navigation Doppler), dans le domaine militaire ou civil pour le guidage de missiles et la détection de présence de cibles mobiles (antivol, ouverture automatique de porte, interrupteur, etc.).

Ce type de radar consiste en l'émission d'un signal modulé linéairement en fréquence pendant un intervalle de temps connu. A la réception, on effectue un battement entre les signaux reçus et ceux émis. Si le signal reçu est à la fréquence f_r et le signal émis est à la fréquence f_e , la fréquence ($f_r - f_e$) est appelée fréquence de battement. Cette fréquence est utilisée pour calculer la distance de la cible. Si la cible est mobile, il y a un effet Doppler qui induit une variation supplémentaire de la fréquence de battement [Menhaj 96].

Dans ce cas, la fréquence de battement résulte de la combinaison d'une fréquence dépendant de la distance D à la cible et d'une fréquence dite fréquence Doppler f_d proportionnelle à la vitesse de la cible.

Dans la pratique, on utilise deux types de modulation [Peebles 82] [Lawner 90]: la modulation en dent de scie et la modulation en toit.

a. Modulation en dent de scie

Dans la modulation en dent de scie, le signal émis est un signal périodique de période T dont la fréquence croît de façon linéaire pendant la période selon la loi décrite dans la figure I.10 [Aziz 82]. C'est-à-dire qu'elle constitue une rampe montante périodique en fonction du temps. Ce radar permet de calculer facilement la distance des cibles quand elles sont fixes. Cependant, les mesures sont plus ambiguës quand il s'agit de cibles mobiles (il y a possibilité de confusion entre la distance et la vitesse). C'est pour cela qu'on a souvent recours à la modulation en triangle (en toit) dans le cas de cibles mobiles.

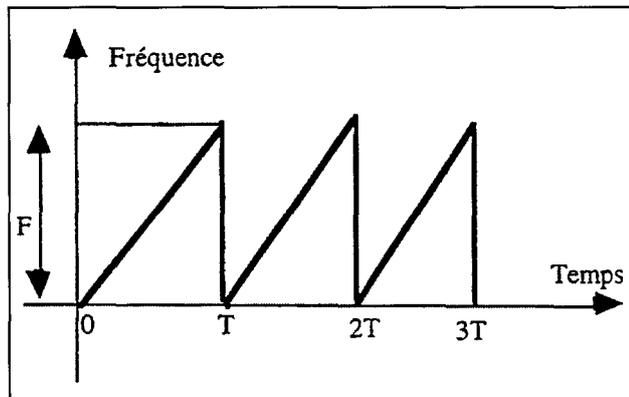


Figure I.10 : Évolution temporelle de la fréquence pour une modulation en dent de scie

La distance est déduite de la fréquence de battement générée lors du mélange du signal émis et du signal reçu (voir figure I.11)

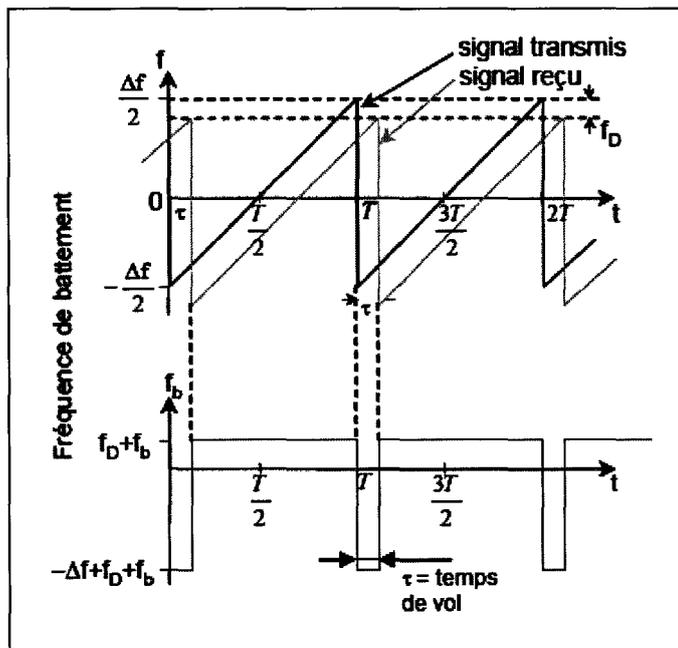


Figure I.11 : Battement entre le signal émis et le signal reçu d'un signal LFM en dents de scie f_D est la fréquence Doppler, f_b la fréquence de battement due au retard de l'onde reçue et t le temps de vol de l'onde reçue en provenance de la cible, t donne accès à la distance de la cible. Ce radar permet de calculer facilement la distance des cibles lorsqu'elles sont fixes. Mais les mesures sont plus difficiles lorsque les cibles sont mobiles. Comme seul le terme $f_D + f_b$ est accessible, la mesure de la distance (f_b , déduit de t) influe sur celle de la vitesse (f_D). La modulation en triangle (ou en toit) lui est donc préférée.

b. Modulation en toit

La modulation en toit permet de déterminer la distance et la vitesse de la cible, même lorsque celle-ci est mobile, grâce à l'effet Doppler. Dans le signal à modulation en toit, la fréquence croît linéairement pendant une demi-période, puis décroît pendant le reste de celle-ci, selon la loi illustrée par la figure I.12 [Stove 92].

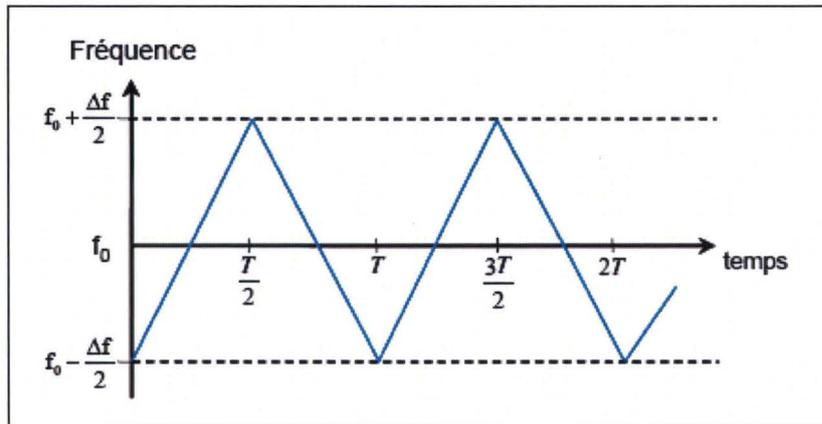


Figure I.12 : Variation de la fréquence dans le temps d'un signal LFM à modulation en toit

On détermine la distance de la cible et sa vitesse relative en analysant le signal résultant du mélange entre le signal émis et le signal reçu (voir figure I.13). La présence du terme $2.f_D$ permet d'accéder à la mesure de la vitesse indépendamment de la mesure de la distance D .

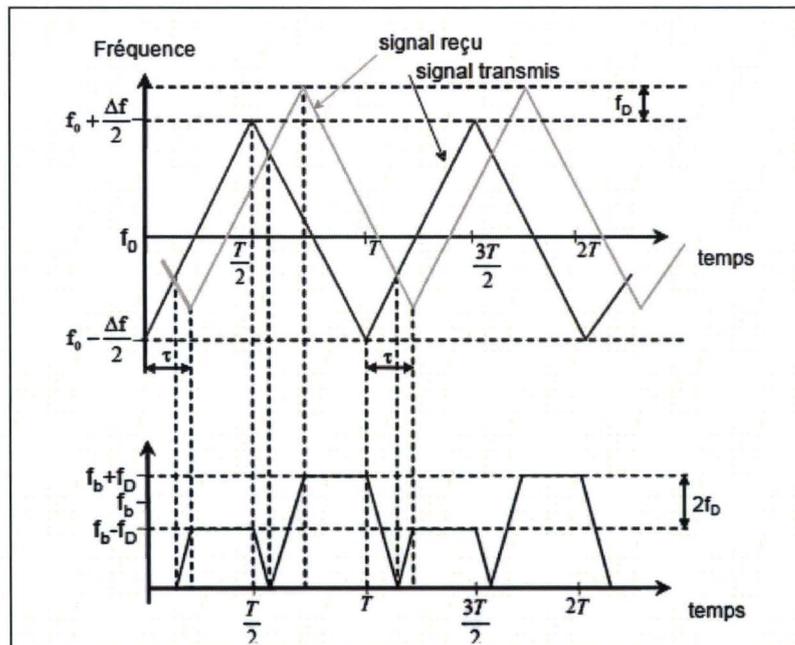


Figure I.13 : Battement de fréquence obtenu par mélange des signaux reçus et émis dans un radar LFM à modulation en toit

La fréquence constitue une fonction composée de deux rampes : l'une montante et l'autre descendante périodiquement dans le temps.

Dans le cas d'une cible mobile, la fréquence de battement est formée par une fréquence (f_r) proportionnelle à la distance et une autre (f_D) proportionnelle à la vitesse relative de la cible. Elle varie dans une période entre la somme et la différence de ces deux fréquences :

$$f_1 = f_r + f_D = \frac{2\Delta f}{T_s} \cdot \Delta t + \frac{2v_r}{\lambda} \quad \text{III.15}$$

$$f_1 = \frac{4\Delta f \cdot D}{T_s \cdot c} + \frac{2f_0 v_r}{c} \quad \text{III.16}$$

$$f_2 = f_r - f_D \quad \text{III.17}$$

$$f_2 = \frac{4\Delta f \cdot D}{T_s \cdot c} - \frac{2f_0 v_r}{c} \quad \text{III.18}$$

avec :

Δf : La moitié de la bande de variation de la fréquence émise pendant une demi-période.

$f_s = 1/T_s$: La fréquence de modulation.

$f_0 = c/\lambda$: La fréquence centrale de l'onde émise.

Nous pourrions déterminer la fréquence de battement due à la distance de la cible par la formule : $f_r = (f_1 + f_2)/2$. Alors, nous pouvons déduire l'expression de la distance :

$$D = \frac{cT_s}{4\Delta f} f_r = \frac{c(f_1 + f_2)}{8\Delta f \cdot f_s} \quad \text{III.19}$$

et la vitesse est calculée à partir de $f_D = (f_1 - f_2)/2$ selon l'expression suivante :

$$v_r = \frac{\lambda}{2} f_D = \frac{c(f_1 - f_2)}{4f_0} \quad \text{III.20}$$

Pour les cibles fixes il n'y aura pas de glissement Doppler, alors les fréquences f_1 et f_2 sont égales :

$$f_1 = f_2 = f_r$$

Dans ce cas l'équation I.19, l'équation de distance devient :

$$D = \frac{cf_r}{4\Delta f \cdot f_s} \quad \text{III.21}$$

L'analyse peut se faire soit par simple comptage des « pics et vallées », soit par analyse spectrale du signal à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (FFT - Fast Fourier Transform) [Menhaj 96], [Assad 97].

L'avantage de ces modulations est d'avoir accès directement à la vitesse relative par le biais de la fréquence Doppler. Ces systèmes sont très utilisés dans les applications à très courtes portées. Mais l'inconvénient est la limitation de ce type de radar pour les détections de cibles situées à des grandes portées. En effet, ces détections nécessitent des puissances émises plus importantes.

Ce radar possède un certain nombre d'avantages :

- Il utilise une faible puissance d'émission.
- La mesure de distance minimum n'est limitée que par le découplage Émetteur/Récepteur, lequel peut être amélioré par une séparation ou isolation astucieuse des antennes d'émission et de réception.
- La résolution en distance est liée uniquement à la largeur du spectre émis. Celle-ci peut être bien plus importante qu'avec un radar à impulsions en utilisant des moyens simples tels que la modulation linéaire de fréquence ou la modulation de phase à code pseudo aléatoire.
- Sa sensibilité aux interférences peut être très réduite si le récepteur est adapté à la forme d'onde transmise

Par contre ce type de capteur présente les inconvénients suivants :

- L'éblouissement du récepteur par l'onde réfléchie par l'antenne d'émission. Cependant des systèmes d'annulation de ce signal permanent existent mais sont peu efficaces et difficiles à mettre en œuvre. Il est préconisé de séparer les antennes ou d'assurer une bonne isolation entre l'émission et la réception.
- Le traitement du signal de réception, obtenu par transformée de Fourier ou corrélation, est toujours plus complexe que pour les radars à impulsions mais il se résout maintenant avec le développement des DSP (Processeur Numérique de Signal) ultra rapides.

I.2.6. Radar à bruit

Les radars à signaux aléatoires sont apparus au début des années 1960 [Carpentier 90] [Guosui 99]. Le principe est d'émettre un bruit blanc ou un signal modulé par un bruit blanc généré en continu (figure I.14). Ce signal possède une très large bande. Il est généré par une source de bruit aléatoire. En réception, le signal émis est corrélé avec le signal reçu et on déduit ainsi le temps de vol.

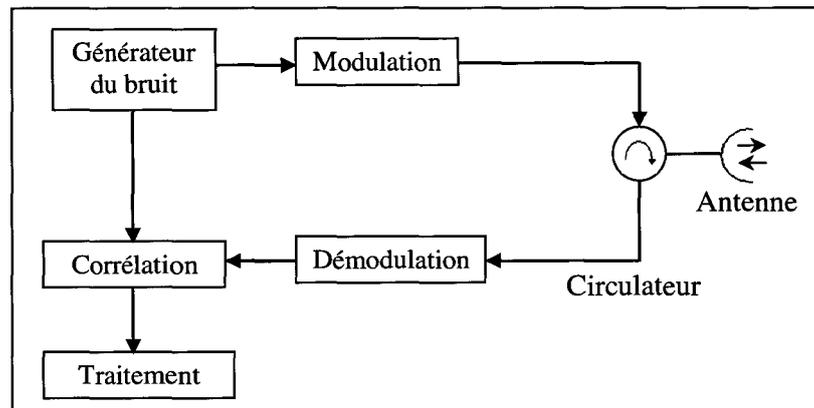


Figure I.14 : Principe d'un radar à bruit.

Ce type de radar est utilisé dans des applications militaires et civiles. Du point de vue militaire, ses principaux intérêts sont sa difficulté d'interception, et son efficacité dans le domaine des contre-mesures. Pour une utilisation civile, l'intérêt est de pouvoir utiliser des puissances moindres [Frément 03].

L'inconvénient de ce type de radar a longtemps été la capacité de calcul limitée de l'unité de traitement. Mais les moyens de traitement modernes permettent de s'affranchir de cette limite. Un autre inconvénient est la génération du bruit. Toutefois, le signal utilisé peut être remplacé par un code pseudo-aléatoire. Ce type de code présente des propriétés statistiques proches des bruits blancs et est très aisé à générer.

I.2.7. Radar à corrélation

Le radar à corrélation est le descendant des systèmes radar à signaux aléatoires étudiés au début des années 60. Ce type de radar a fait l'objet d'études au sein du laboratoire IEMN-DOAE et au centre de recherche INRETS [Menhaj 96], [Saint-Venant 01], [Fremont 03], [ElHillali 05] et [Zaidouni 08]. Ces études sont divisées en deux familles selon le domaine d'utilisation. On distingue le domaine des transports terrestres guidés (trains, métro, tramway) et le domaine des transports routiers (voitures, camions, bus). Le radar à corrélation est le système le plus adapté aux environnements routiers puisqu'il utilise une technique de répartition par code en émission et le récepteur idéal (corrélateur) en réception. Si le système utilise des codes orthogonaux entre eux, les effets d'interférences entre différents systèmes sont minimisés.

La figure I.15 montre un exemple de schéma synoptique d'un système radar à corrélation. Son principe consiste en l'émission en continu d'un code pseudo-aléatoire $c(t)$, périodique de période T , modulant une porteuse hyperfréquence.

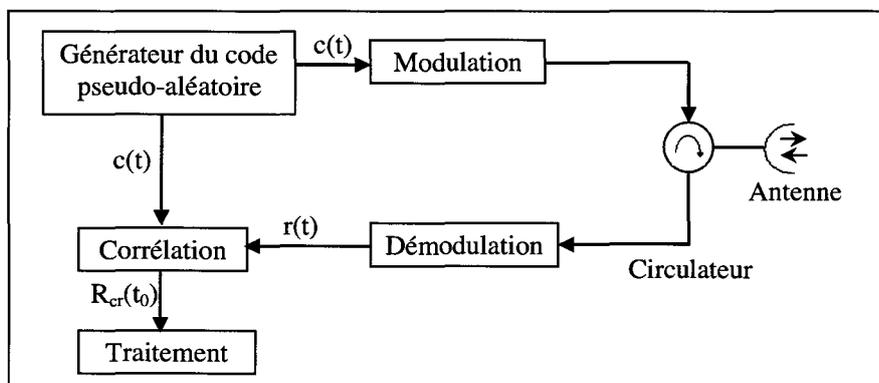


Figure I.15 : Principe général d'un radar à corrélation.

La modulation dépend de la nature du code, si le code est unipolaire (0/1) elle est une modulation d'amplitude tout-ou-rien (ASK : Amplitude Shift Keying) et si le code est bipolaire (-1/ + 1) on utilise une modulation de phase (BPSK : Binary Phase Shift Keying). Toute cible située devant le radar réfléchit une partie du signal hyperfréquence reçu vers le radar. Le signal reçu par le radar subit un retard Δt égal au temps de vol aller-retour du parcours radar-cible radar. Après démodulation, le signal reçu est transporté en bande de base qui peut s'écrire :

$$r(t) = A c(t - \Delta t) + n(t) \quad \text{III.22}$$

où A est un coefficient inconnu d'atténuation du canal de transmission et $n(t)$ est un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG).

Dans un système de détection, on émet un signal $c(t)$ connu et on reçoit un signal $r(t) = s(t) + n(t)$ avec $s(t)$ est le signal qu'on veut détecter, qui dépend de $c(t)$; $n(t)$ est le bruit du canal de transmission.

Pour détecter le signal, on cherche à maximiser la probabilité de détection conditionnelle de $s(t)$ connaissant $r(t)$. Il a été montré dans [Coulon 98] que si $n(t)$ est un bruit blanc gaussien, le récepteur réalisant la corrélation entre le signal reçu et le signal émis est idéal dans le sens où il maximise cette probabilité de détection.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter les principaux projets européens récents qui traitent la problématique de détection d'obstacles.

I.3. Principaux systèmes et projets de détection d'obstacles

I.3.1. Le projet CarTALK



Figure I.16: Objectif du projet CarTalk [source PreVent]

Cartalk pour « Safe and Comfortable Driving based upon inter-vehicle communication ». CarTALK 2000 a commencé en août 2001 pour une durée de trois ans avec un financement du groupe IST. C'est un Projet européen coordonné par DaimlerChrysler qui s'est penché sur les nouveaux systèmes d'aide à la conduite basés sur la communication entre véhicules. Les partenaires du projet sont des industriels et les académiques : TNO (R&D NL), Siemens mobile (IT), Bosch (GE), ETS (IT) et les universités de Cologne et Stuttgart.

L'objectif principal est le développement des systèmes d'aide à la conduite coopératifs.

Après une étude du rapport coût/bénéfice et une analyse des aspects légaux, CarTALK 2000 vise la standardisation de ces systèmes sur le marché européen.

L'Europe commence à évaluer les systèmes de communications véhicule-à-véhicule et véhicule-à-infrastructure en essayant de prouver que cette communication pourrait empêcher des accidents.

Afin d'améliorer la sécurité, l'Union Européenne a lancé plusieurs projets dont un, qui traite la communication véhicule – route, qui va commencer ses tests début 2009 sur 6 sites en Europe. Les experts s'attendent à ce que le déploiement de ces technologies et leur commercialisation commencent en 2011.

Ce projet permet, en utilisant les réseaux sans fil de type IEEE 802.11b, d'améliorer la sécurité sur les routes, et de mettre en place un véritable système d'assistance aux conducteurs. Ainsi, le partage de données entre deux véhicules se fait sur une distance allant de 20 à 200 mètres. Ceci laisse au conducteur assez de temps pour intervenir et éviter un accident et si l'accident est inévitable, fournir à l'ordinateur de bord les données qui optimisent l'utilisation d'airbags, la ceinture de sécurité etc.

Un véhicule pourrait aussi communiquer avec l'infrastructure en utilisant une carte dynamique locale pour aider le conducteur à répondre rapidement aux avertissements et prendre la meilleure décision.

Actuellement, ces concepts et d'autres sont en cours d'évaluation au Technopôle Lindholmen, en Suède.

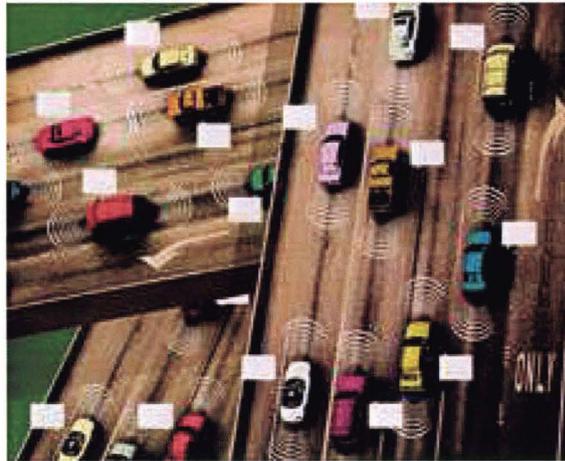


Figure I.17: Voitures Communicantes dans le projet CarTalk [source CarTalk]

I.3.2. Le projet RADARNET

Radarnet -Multifunctional Automotive Radar Network-, Coordonné par Siemens VDO (GE) de janvier 2000 à Juin 2003 et avec pour partenaires : Fiat R&D (IT), Jaguar Cars (UK), Volvo (SW), DaimlerChrysler (GE), BMW (GE) et les universités de Hambourg (), Toulouse (INPT-ENSEEIH) et Birmingham (UK).

Au cours de ce projet, il y a eu le développement d'un Radar à Ondes continues à Modulation de fréquences -FMCW à 77 GHz.

I.3.3. Le projet CARSENSE

Le projet CARSENSE - Sensing of Car Environment at Low Speed Driving- est un projet européen, qui a démarré en 2000. Il est destiné aux applications d'assistance à la conduite. Il a pour but d'améliorer les premiers systèmes qui ont été mis sur le marché en 1999 pour le contrôle de croisière intelligent (ACC). Ce projet est basé sur les capteurs et la fusion de données. Il rassemble 13 partenaires dont plusieurs constructeurs automobiles, Renault, Fiat, BMW, des fabricants de capteurs radar et télémétrie, Thalès, IBEO, TRW et plusieurs laboratoires de recherche l'INRETS, l'INRIA et l'Ecole des Mines de Paris. En s'appuyant sur un véhicule réel existant, ce projet crée un prototype de la future génération de véhicules routiers. Le véhicule de test dispose de 2 radars (un à courte portée et un à longue portée), d'un télémètre laser à balayage, de trois caméras CMOS. Cela permet par exemple de détecter des obstacles fixes tels que des ponts, ce que ne permettraient pas les radars à courte et longue portée utilisés isolément. Les informations extraites des signaux et images issus des différents capteurs (caméras vidéo, laser, radars) transitent par un bus CAN et sont fusionnées. En outre un module de détection d'obstacles a été développé par analyse spatio-temporelle d'une séquence d'images monoculaires. Le principe est de calculer le mouvement apparent induit dans l'image par le déplacement de la caméra pour une route dégagée de tout obstacle et assimilée localement à un plan, de le compenser et d'analyser la séquence d'images résultantes. Au cours de ce projet, les tests ont été effectués en utilisant les lidar Ibeo et les radar de TRW.

I.3.4. Le Projet DENSETRAFFIC



Figure I.18 : Principe radar RoadEye du projet

Le projet densetraffic -A Forward Looking Radar Sensor for Adaptive Cruise Control with Stop & Go and Cut In Situations Capabilities implemented using MMIC technologies. C'est un projet européen du 5^{ème} PCRD coordonné par Groenveld (NL), qui a débuté en juillet 2001 et s'est terminé en décembre 2003. Les partenaires de ce projet sont essentiellement des industriels: DAF TRUCKS N.V.(NL), EADS (DEUTSCHLAND GMBH, DE), RoadEye (Is), ERA Technology LIMITED (UK) et UMS (UNITED MONOLITHIC SEMICONDUCTORS SAS, FR).

RoadEye est un capteur de 2^{ème} génération issu du projet densetraffic. Il représente une percée dans le développement de la régulation de vitesse adaptable auquel se consacrent plusieurs bureaux d'études entre autres chez les constructeurs automobiles.

La 1^{ère} génération représente l'ACC « Adaptive Cruise Control » qui a quelques inconvénients parmi lesquels :

- La convergence angulaire restreinte (~12°)
- La basse résolution
- Le coût élevé



Figure 1.19: Exemple illustrant l'ACC [source densetraffic]

Le radar RoadEye se compose de 7 antennes réceptrices, un grand angle de vue ($\sim 30^\circ$) permettant de surveiller avec précision une grande partie de la route devant le véhicule avec un prix réduit et un design optimisé.

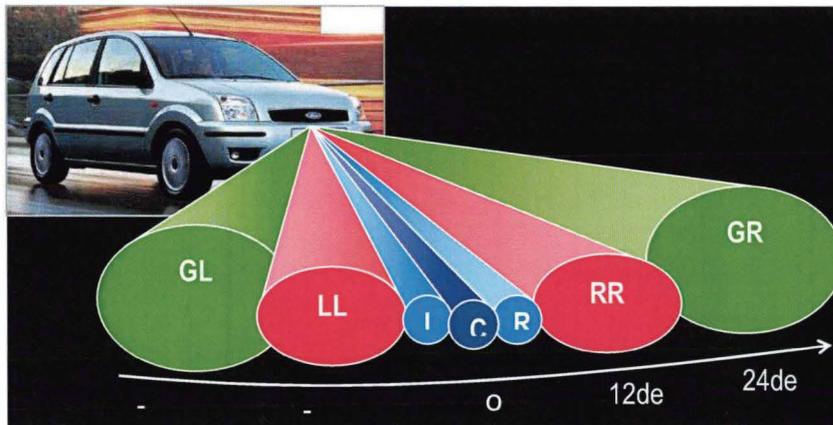


Figure 1.20 : Conception des faisceaux RoadEye [source densetraffic]

Les véhicules présents peuvent donc être aussi surveillés dans les virages serrés et sur les bretelles d'entrée et de sortie d'autoroutes. De plus, ce capteur est capable de détecter les obstacles dynamiques et statiques.



Figure 1.21 : le capteur RoadEye [source densetraffic]

La production des échantillons pour le RoadEye démarrait en Décembre 2001 mais le blocage de la production intervenait en Décembre 2005.

I.3.5. Le Projet PREVENT

Le Projet Intégré PReVENT co-financé par la Commission européenne, est une activité d'industrie automobile européenne pour contribuer à la sécurité routière en développant et démontrant des applications préventives de sécurité et des technologies.

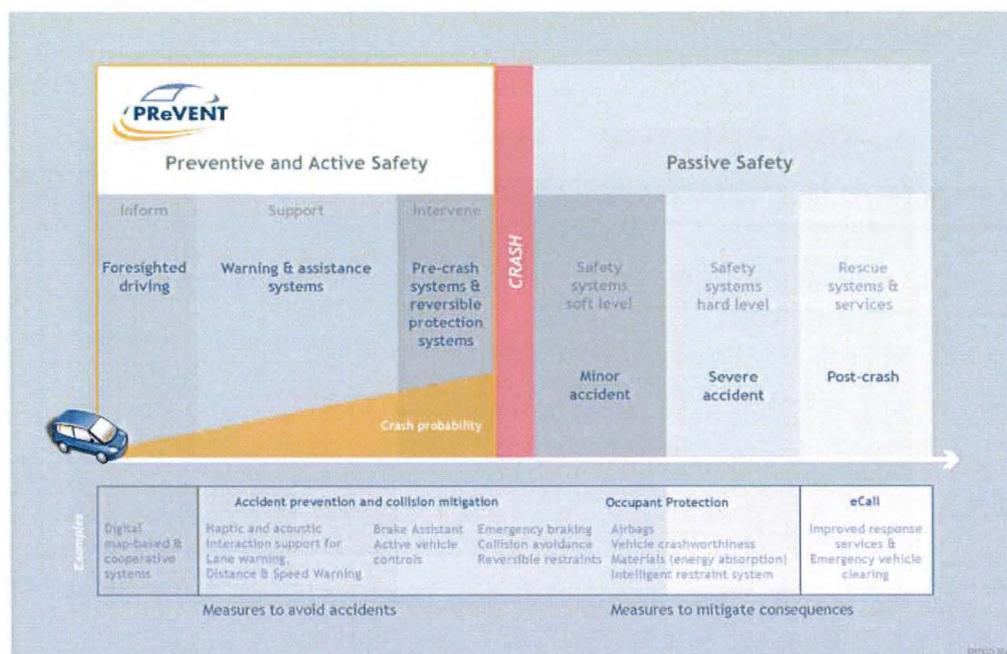


Figure 1.22: Applications sécurité Preventive Active et Passive dans PReVENT [source PreVent]

Le projet PReVENT appuie la sécurité active d'accidentologie. Suite au projet SafetyNET qui vise à réduire les accidents avant 2010 ainsi que la mise en place d'un système européen de bases de données d'accidentologie, le projet intégré PReVENT défend la nécessité d'inclure plus de renseignements sur ce qui se passe avant un crash et de les inclure dans la base de données. PReVENT se focalise sur le développement des Systèmes d'Aide à la Conduite Avancés « Advanced Driver Assistance Systems » qui aident les conducteurs à éviter les accidents en les

informant sur les dangers potentiels, les avertissant s'il n'y a pas de réaction et les aider activement ou encore intervenir si nécessaire. Donc avoir plus d'informations avant la production d'un accident peut aider au niveau du développement de ces systèmes d'aide. PReVENT a souligné la nécessité d'ajouter des paramètres supplémentaires qui pourraient aider à répondre aux besoins des usagers de la route en termes de sécurité active.

Objectifs

Le but du Projet intégré PReVENT est de contribuer à la :

- Diminution du nombre d'accidents routiers de 50 % avant 2010
- Compétitivité de l'industrie automobile européenne
- Communauté de connaissance scientifique européenne sur sécurité de transports routiers
- Congrégation et coopération d'organisations européennes et nationales et leurs initiatives de sécurité de transports routiers

Impacts

- Résolution de problèmes sociaux - Sécurité de trafic et Congestion
- Renforcement de compétitivité européenne
- Contribution et coopération de la Police

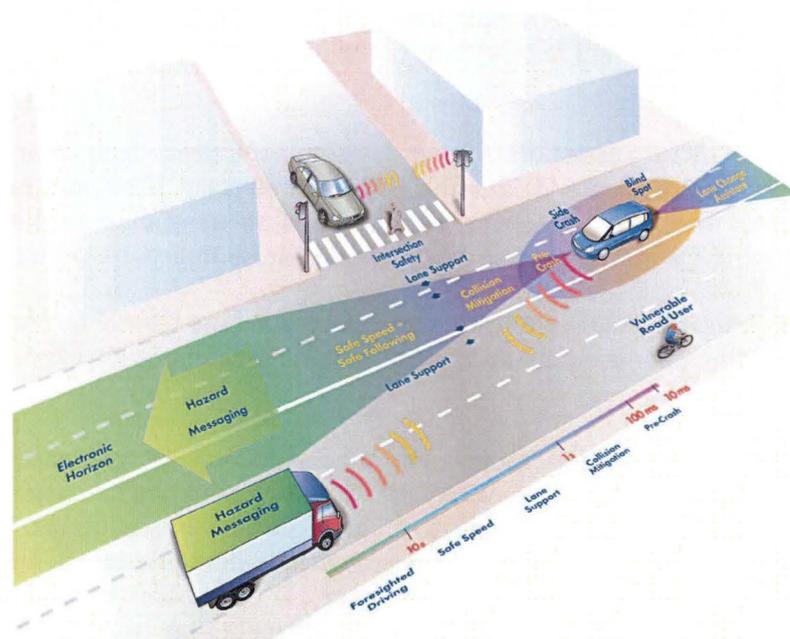


Figure 1.23 : Objectifs du projet PREVENT [source PreVENT]

PReVENT a 52 associés de l'Automobile OEMs, des fournisseurs, des instituts de recherches, des autorités publiques et des associations. Parmi ces partenaires, nous pouvons citer : l'INRIA, l'INRETS, DaimlerChrysler, BMW, Audi, Bosch, SIEMENS, DELPHI, VOLVO, Renault, Ford et Volkswagen.

Les systèmes de sûreté du projet PReVENT offrent l'intelligence prédictive et sont adaptés à différents conducteurs pour atteindre les meilleurs degrés de sûreté. Plusieurs technologies sont employées et intégrées dans des applications de sûreté :

Les technologies de perception

- l'infrarouge pour la perception d'environnement
- la vidéo et l'appareil photo pour la perception d'image
- le LIDAR/RADAR pour la détection du mouvement (l'accélération et décélération du véhicule)

Les technologies de positionnement

- GPS, GNSS et GALILÉO ; ces systèmes permettent d'identifier la position exacte du véhicule et d'interpréter l'environnement pour aider la prévision du chemin d'un véhicule, et plus particulièrement le véhicule d'avant.

Ces technologies permettent de communiquer l'information entre deux véhicules ou entre véhicule et infrastructure afin d'avoir une circulation efficace et une sécurité routière globale.

I.3.6. Système DIREP/CODIREP

Dans cette partie nous présenterons les systèmes DIREP - Détection et Identification de Rame En Panne et CODIREP - Communication Détection et Identification de Rame En Panne, systèmes réalisés au sein de l'IEMN et du LEOST dédiés au transport automatisé [Fremont 03], [ElHillali 05].

Le système CODIREP permet d'effectuer des communications haut débit et la localisation des véhicules avec une puissance d'émission inférieure au watt. Il se base essentiellement sur un radar coopératif fonctionnant suivant le principe d'un transpondeur et utilisant la technique d'accès multiple CDMA. Ce système a été réalisé pour les transports guidés urbains.

Les premiers tests, effectués en tunnel et en espace libre, ont montré que la portée de ce système est limitée à 800 m pour une puissance d'émission inférieure au watt, et que le débit de 1,6 Mbps pouvait être atteint.

Néanmoins, ce débit reste insuffisant pour la transmission des séquences vidéo. De plus, les aspects liés à la mobilité n'ont pas été étudiés. En outre, pour une utilisation en milieu routier, ce système s'avère inefficace dans certaines situations de conduite, telles que les virages serrés (cas d'absence de signal), échos multiples en provenance des glissières d'autoroute ou parois en viaduc, tunnel (cas d'absence de signal répondeur). D'où la nécessité d'hybrider le système pour un fonctionnement dans tout milieu routier (tunnel, espace libre, tranchées) avec présence ou non du signal répondeur [ElHillali 05].

I.3.7. Système anti-collision de Nissan

Nissan a dévoilé un prototype présenté comme “Zéro collision” et efficace dans un rayon de 360 degrés autour de la voiture [Techno]. Ce modèle Safety Shield s’appuie sur un nombre de fonctionnalités: prévention du changement de file (PLD), prévention de la collision latérale (SCP), prévention de la collision de recul (BCP) et aide au contrôle de la distance (DCA).

- Prévention de la collision de recul

Lors d’une phase de recul, divers capteurs positionnés à l’arrière et sur les côtés détectent les obstacles localisés dans la trajectoire de l’automobile. Lorsqu’un objet entre dans le champ du capteur une alarme sonne pour alerter le conducteur avant que le dispositif de freinage ne s’actionne automatiquement.

- Prévention de la collision latérale

En cas de changement de file, les capteurs latéraux indiquent la présence d’un autre véhicule localisé dans la file choisie par le conducteur. Afin de faire dévier de sa trajectoire l’automobile, un mécanisme prend le relais activant le contrôle des freins pour chacune des roues évitant toute collision potentielle.

En combinant ces différentes technologies, le constructeur japonais affiche donc un véhicule zéro collision. L’aide au contrôle de la distance assure la distance de sécurité optimale alors que la prévention du changement de file se charge de toute « déviation » possible. Chacun des systèmes complémentaires entre eux agissent donc de façon coopérative pour prévenir tout risque de collision.

I.3.8. Système de détection des obstacles Lexus :

Le système perfectionné de détection des obstacles est une première mondiale. Il emploie trois technologies innovantes pour détecter un large éventail d’obstacles éventuels devant la voiture, y compris, et c’est une grande innovation, les piétons [Lexus].

Un radar à ondes millimétriques reconnaît les objets aux contours nets devant le véhicule. Ce radar est assisté par une caméra stéréo installée au-dessus du pare-brise, qui détecte les objets à faible réflexion des ondes radar, comme les êtres humains.

Pour la détection d’objets dans l’obscurité, des projecteurs à rayons quasi infrarouges remplacent la caméra pendant la nuit. Ils sont placés dans les phares de la voiture et ont la même portée que les grands phares.

Ce système perfectionné de détection des obstacles fait partie intégrante du système perfectionné de sécurité pré-collision de la LS (en option).

I.3.9. Système de détection d'obstacles pour hélicoptères

HELLAS (HELicopter LASer) est le seul système de détection d'obstacles en fonctionnement opérationnel. Il détecte les obstacles tels que câbles, lignes à haute tension (jusqu'aux lignes de téléphone) et les signale à l'équipage par alarme visuelle et acoustique [Eads]. Le système est en service au sein de la police fédérale allemande et de la Royal Thai Air Force.

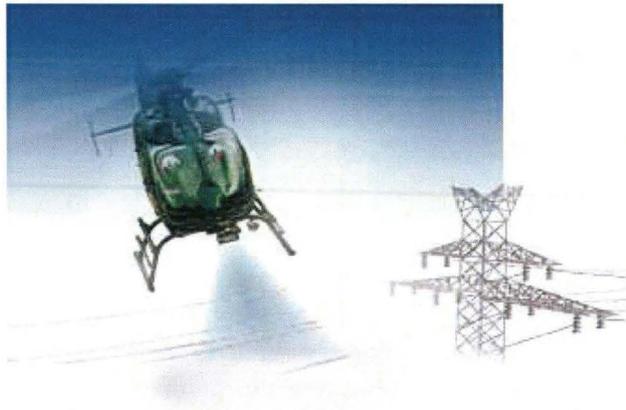


Figure I.24 : Le système HELLAS

Caractéristiques principales

- Détection d'objets : éoliennes, tours, mâts, pylônes, lignes électriques
- Intégration sur différents types d'hélicoptères (civils et militaires)

I.3.10. Système anti-collision nommé Collision Mitigation par Delphi Corporation

Le système comprend tout un ensemble de technologies Delphi, dont le régulateur de vitesse adaptatif Forewarn® Smart Cruise Control avec fonction Stop and Go, l'alerte de collision avant Forward Collision Warning (avec fonctionnalité pré-collision incluant le freinage autonome) et l'alerte de dérive Lane Departure Warning [Xelopolis].

Le système peut aussi recevoir en complément une aide à la vision nocturne par infrarouges IR (Infrared) Active Night Vision.

Le système régulateur de vitesse adaptatif (Forewarn Smart Cruise Control) avec fonction Stop and Go de Delphi mesure la distance et la vitesse relative du véhicule roulant devant à l'aide d'un radar situé à l'avant du véhicule. Le système, lorsque équipé de la fonction Stop & Go, se montre capable

d'arrêter totalement le véhicule. Le conducteur a également la possibilité de revenir à la vitesse de consigne du régulateur de vitesse en appuyant simplement sur l'accélérateur au démarrage.

L'alerte de dérive Forewarn Lane Departure Warning de Delphi est basée sur la vidéo. Elle prévient le conducteur lorsque son véhicule quitte sa voie de circulation, contribuant ainsi à réduire nettement l'une des causes d'accident les plus fréquentes. Le dispositif peut être utilisé comme un système d'aide à la conduite indépendant, ou peut aussi être intégré avec les autres dispositifs de sécurité Delphi dans le cadre du système de sécurité intégrée (ISS : Integrated Safety System). Le nouveau système se base sur les informations fournies par une caméra vidéo numérique montée dans la coque du rétroviseur intérieur, et qui surveille une zone s'étendant jusqu'à 25 mètres au devant du véhicule. Ces données sont corrélées à d'autres informations, comme la vitesse du véhicule et son taux de lacet (de manière à ce que le calculateur sache si le véhicule tourne), collectées depuis les autres systèmes grâce à un bus de données à haute vitesse.

Le système de vision nocturne par infrarouges (IR) utilise un module de caméra fonctionnant dans le spectre de l'infrarouge, avec des illuminateurs ou des projecteurs infrarouges pour aider les conducteurs roulant de nuit. Le système de vision nocturne IR fournit une image nettement plus naturelle au conducteur que celle offerte par les systèmes de vision nocturne à détection thermique. Comme il fonctionne à l'infrarouge, le système Delphi permet au conducteur de voir des objets ne dégageant pas beaucoup de chaleur, comme des arbres, des panneaux de signalisation ou des boîtes aux lettres. Delphi a lancé en Europe le régulateur de vitesse adaptatif Smart Cruise Control en 1999 sur Jaguar.

Conclusion

L'objet de ce premier chapitre était de présenter un état de l'art des différents capteurs de détection d'obstacles utilisés dans le domaine des transports pour assurer la sécurité routière. Les systèmes radars sont les capteurs les mieux adaptés à l'environnement routier grâce à leurs performances par temps de pluie et de brouillard. Nous avons ensuite présenté plusieurs projets et systèmes récents traitant le sujet de détection d'obstacles en environnement routier.

Parmi les systèmes de détection existants présentés, nous avons vu que le radar à corrélation est particulièrement intéressant car le récepteur réalisant la corrélation entre le signal reçu et le signal émis est idéal dans le sens où il maximise cette probabilité de détection. Ce type de récepteur est détaillé dans le chapitre IV.

On a aussi montré que les radars à impulsions sont les plus performants du point de vue résolution, mais en revanche s'avèrent moins adaptés pour les applications routières. Cependant, l'utilisation de la nouvelle technologie ULB (Ultra Large Bande) s'avère une solution intéressante pour la génération des impulsions. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des généralités sur cette technologie: historique, principe, avantages et inconvénients, ainsi que les différentes réglementations mondiales avant de faire une synthèse sur les systèmes radar ULB existant et enfin présenter le système proposé.

Bibliographie du chapitre I

[Assad 97] J. Assaad, A. Menhaj, N. Haese, C. Bruneel, « Signal processing study for an FMCW collision avoidance radar system », *Signal processing*, vol. 61, n°1, pages 83-88, août 1997.

[Aziz 82] J.S.Aziz, «Etude d'un radar à modulation de fréquence pour la détection d'obstacles», thèse de doctorat, 1982.

[Barton 97] D.K.Barton and S.A.Leonov, «Radar technology encyclopedia», Electronic Edition, Artech House Boston, London 1997.

[Brunzell 00] H. Brunzell, «Feature set selection for impulse radar based landmine detection», IEEE, 2000.

[Bruyelle 95] J.L.Bruyelle, «Conception et réalisation d'un dispositif de prise de vue stéréoscopique, application à la détection d'obstacle à l'avant des véhicules routiers», thèse de doctorat de l'USTL, 1995.

[Burie 94] J.C.Burie, «Mise en correspondance d'images linéaires stéréoscopiques, application à la détection d'obstacles à l'avant des véhicules routiers», thèse de doctorat de l'USTL, 1994.

[Carpentier 90] M. Carpentier « Radars : bases modernes », ed. : Masson Paris, 1990.

[Chebira 94] A.Chebira, «Détection d'obstacles en temps réel par reconstitution de l'environnement 2d à partir de capteurs infrarouges 1d, modélisation capteur et scène, représentation d'imprécisions et incertitudes par différents modèles probabilistes et flous», Mémoire de thèse, Université Paris XI, Orsay, 1994.

[Chevalier 02] F. L. Chevalier, «Principles of radar and sonar signal processing», Artech House, Thales Airborne Systems, 2002.

[Collins 99] T.Collins and T.Atkins, «Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar», *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, Volume 146, Issue 6, pp. 312-316, December 1999.*

[Cook 93] Cook, «Radar signals, an introduction to theory and application», Artech House, Boston, 1993.

[Coulon 98] F.Coulon, «Théorie et traitement des signaux», Dunod, Paris, 1998.

[Cracknell 97] A.P.Cracknell, «The advanced very high resolution radiometer», Taylor and Francis, 1997.

[Darricau 82] J. Darricau, « Physique et théorie du radar », ed. : Sodipe, Paris, 1982.

[Darricau 94] J.Darricau, «Physique et théorie du radar, concepts de traitement du signal», Sodipe tom 3, 1994.

[Darricau 96] J. DARRICAU : « Techniques de l'ingénieur, radar, concept et fonctionnalité », volume TEB4, Dossier E6660, Décembre 1996

[David 84] Y. David, « Recherches allemandes sur les radars de prévention de collision », Revue Recherche Transports Sécurité, n°1, pp. 44–49, Janvier 1984.

[ElHillali 05] Y. E. HILLALI, « Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés » Thèse de doctorat de l'UVHC, Décembre 2005.

[Eads] <http://www.eads.com/1024/fr/businet/defence/defelec/Produits/H%C3%A9licopt%C3%A8res/HELLAS%20Copy/HELLAS%20Copy.html>

[Farina 87] A. Farina, « Optimised radar processors », IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series 1, Octobre 1987.

[Frémont 03] B. Frémont « étude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés » thèse de doctorat de l'UVHC, Novembre 2003.

[Guosui 99] Liu Guosui, Gu Hong, Su Weimin, « Development of random signal radars », IEEE Transactions on aerospace and electronics systems, vol. 35, n°3, juillet 1999.

[Hancock 99] J. Hancock, « Laser intensity-based obstacle detection and tracking. » Thèse de doctorat, Carnegie Mellon university, The Robotics Institute, Pittsburg Pennsylvania, 1999.

[Kato 01] T. Kato, T. Tanizaki, T. Ishii, H. Tanaka, and Y. Takimoto, « 76 GHz high performance radar sensor featuring fine step scanning mechanism utilizing nrd technology » IEEE Intelligent Vehicle, 2001.

[Lawner 90] Lawner, R.T.; Blanchard, P.F.; Gogineni, S.P., « Coherent fm-cw millimeter-wave radar systems for radar cross section measurements » IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, No. 1, pp. 208–211, February 1990.

[Lexus] <http://www.lexus.fr/range/ls/key-features/safety/safety-obstacle-detection.aspx>

[Mahafza 00] B. R. Mahafza, « Radar systems analysis and design using matlab » CHAPMAN and HALL/CRC, 2000.

[Malek 00] G. Malek, M. Hussain, and M.J. Yedlin, « Active-array beamforming for Ultrawideband impulse radar » IEEE, 2000.

[Menhaj 96] A. MENHAJ, « Études de systèmes anti-collision basés sur les techniques radar pour véhicules routiers », thèse de doctorat de l'UVHC, 158 pages, décembre 1996.

[Menhaj 99] A. Menhaj and P. Deloof, « Des systèmes radar dédiés à l'anticollision » Recherche Transport Sécurité, pp. 24–33, 1999.

- [Nashashibi 93] F.Nashashibi and M.Devy, « 3d incremental modeling and robot localization in structured environment using a laser range finder» International Conference on Robotics and Automation, pages 20-27, Atlanta IEEE, May 1993.
- [Nathanson 69] F. E. Nathanson, « Radar design principles », ed. : McGraw Hill, 1969.
- [Payne 73] J.M.Payne, «An optical distance measuring instrument» The Review of Scientific Instrument, vo.l 44, pages 304-306, March 1973.
- [Peebles 82] P.Z. and A.H.Green, «On performance of a linear fm radar at 35 ghz» IEEE, p. 4–7, 1982.
- [Rolland 97] P.A.Rolland, N.Haese, D.Cailleu, and P.Deloof, «L’apport des micro-ondes dans la sécurité routière-radars anticollision» Veille Technologique N°14.1997/01.
- [Saint-Venant 01] M. Saint-Venant, « Radar anticollision à corrélation : Etude et réalisation», thèse de doctorat de l’UVHC, décembre 2001.
- [Skolnik 62] M.I.Skolnik, «Introduction to radar systems» Mc Graw-Hill, book Company Inc, New York, 1962.
- [Sol 97] G.Sol, P.Larzabal, M.Petit, Didier, and H.Clergeot, «A new approach for wind profiling with doppler radar» International journal of Radio sciences, Volume 32, Number 4, pp. 1391–1408, July-August 1997.
- [Stove 92] A.G.Stove, «Linear fmcw radar techniques» IEE proceedings, radars and signal processing, vol.139, n°5, Octobre 1992.
- [Techno] <http://www.techno-science.net/?onglet=news&news=5739>
- [Valéo] <http://www.valeo.com>
- [Xelopolis] http://www.xelopolis.com/Xdossiers/dossier_537_delphi+corporation+va+fournir+son+systeme+anti-collision+nomme+collision+mitigation.html
- [Xie 94] M.Xie, L.Trassoudaine, J.Alizon, and J.Gallice, « Road obstacle detection and tracking by an active and intelligent strategy» achine and vision application, pp. 165–177, 1994.
- [Zaidouni 08] J. Zaidouni « Traitement en temps réel de signaux radar appliqués aux transports terrestres » thèse de doctorat de l’UVHC, Juin 2008

Chapitre II
Technologie ULB-Ultra
Large Bande et Radars
ULB

Introduction

Le terme Ultra Large Bande ou ULB est apparu pour désigner un certain nombre de termes synonymes de : impulsions, sans porteuse, bande de base, domaine temporel, nonsinusoidal, signaux radio/radar de grande largeur de bande [Barret 00]. Bien que les fondements de la technologie soient connus depuis le milieu des années 60, le terme ULB a été introduit pour la première fois en 1990 par le DoD -Department of Defence- des Etats-Unis. Les signaux ULB ont été utilisés principalement pour des applications radar et non à des fins de radiocommunications [Fowler 90].

Des études complètes et intéressantes furent menées principalement par Bennet et Ross [Bennet 78] ainsi que Taylor [Taylor 95]. Cette technique a été développée au milieu des années 80. C'est une technologie à étalement de spectre. Son mode de fonctionnement est tout à fait différent des autres technologies radio existantes. Il consiste à émettre et à recevoir des signaux sans utilisation de fréquence porteuse [Taylor 95], [Elbahhar 01], à spectre extrêmement large (de l'ordre du GHz) et de puissance assez faible (avoisinant le seuil du bruit). Ainsi la densité spectrale de puissance rayonnée est extrêmement faible de sorte que les autres systèmes les perçoivent comme un bruit de fond. Cette technique peut être vue comme une limite ultime des techniques d'étalement de spectre CDMA.

Dans ce chapitre, nous présenterons l'historique et le principe de la technique Ultra Large Bande (ULB) avant d'aborder ses principaux avantages et inconvénients ainsi que les différentes réglementations imposées par des organismes de normalisation européens et américains. Ensuite, les différents domaines d'applications de la technologie à bande ultra large et les dispositifs existants à ce jour seront présentés. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation du radar proposé dans le cadre de nos travaux, et qui répond aux exigences du cahier des charges défini.

II.1. Historique de la technologie ULB

Les contributions aux premières études électromagnétiques basées sur des signaux autres que sinusoidaux dans le domaine temporel et aux travaux sur les impulsions ultra brèves (les signaux ULB) ont commencé à la fin des années 60. Ceci a débuté avec les contributions des pionniers Harmuth à l'université catholique d'Amérique [Harmuth 69], Ross et Robbins à Sperry Rand Corporation [Ross 68], [Robbins 72], Paul van Etten à l'USAF de Rome Air Development Center [Van 77] et en Russie [Barret 00].

De nombreux livres et publications de Harmuth, (1969-1984), ont traité le concept de base d'émetteurs/récepteurs ULB. À peu près à la même période et indépendamment, de nombreux brevets [R&R 72-87], ont été déposés concernant l'utilisation des signaux ULB dans un certain nombre de domaines d'application, y compris les communications et radar. [Ross 73] est un exemple de brevet ULB en communication. Les expérimentations de Van Etten visant à tester des systèmes radar ULB ont abouti à l'élaboration des concepts des systèmes et des antennes [Van 77].

A partir des années 1980, plusieurs travaux académiques ont rendu publiques plusieurs informations sur la conception des générateurs, des antennes et des récepteurs impulsionsnels. Par ailleurs, ces travaux ont montré l'intérêt de cette technique pour des communications à faible

probabilité de détection et d'interception (LPI/D pour Low Probability of Intercept/Detection). En 1989, Time Domain Corporation Inc. a montré la faisabilité d'un système de radiocommunication, à faible consommation, fondé sur des impulsions très courtes et sur des modulations temporelles [Barret 00]. Par la suite, c'est au tour de Aether Wire & Location Inc. de réaliser des systèmes de localisation basés sur cette technique avec une capacité de communication à faible débit [Fontana 97].

Avant l'année 1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms : technologie « sans porteuse », ou en "bande de base" ou encore technologie « impulsionnelle ». C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires). En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée et à partir de cette date, la recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.

A partir des années 1998, les industries civiles s'intéressent de plus en plus à cette technique et poussent le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer la technologie ULB. Par la suite, la FCC (Federal Communications Commission) a fait paraître un avis d'information publique [FCC 98] pour évaluer la possibilité de permettre l'utilisation des systèmes employant l'ULB. A la suite de cette publication, elle a reçu près de 150 réponses et commentaires, provenant de divers organismes et entreprises impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB. En 2000, elle a proposé d'inclure les systèmes ULB dans le cadre de la réglementation [FCC 00]. Une mise à jour de cette proposition a été effectuée, suite aux commentaires des différents partenaires industriels sur ce document. En février 2002, la FCC a publié un premier rapport sur cette technologie, a autorisé le déploiement commercial et a fourni des normes techniques appropriées et des restrictions à leur utilisation [FCC 02].

De nos jours, la grande souplesse de la technologie ULB au niveau du débit variable, des différentes modulations possibles, de la faible consommation et du bas coût, laisse présager son utilisation pour différentes applications : communications (réseaux reconfigurables, haut débit), localisation (meilleure précision) et radars (grande précision de détection).

II.2. Définition de la technologie ULB

La technologie Ultra Large bande (Ultra Wide Band) est fondée sur l'émission de trains d'impulsions courtes à très large bande. Ces impulsions peuvent être utilisées pour mesurer des temps de parcours pour des estimations de localisation, ou alors pour transmettre des données par modulation (en position ou en polarité ou d'autres types de modulation). Elles peuvent également servir à examiner des réflexions sur les obstacles dans des applications radar et imagerie, ce qu'on va détailler plus dans la deuxième partie de ce chapitre.

Il est difficile de donner une équation générale pour ces types de signaux, puisqu'il n'y a pas de définition unique de cette technologie encore moins de standard. De plus, la forme des ondes ULB et leurs spectres sont affectés par l'antenne qui rayonne le signal. L'antenne agissant comme un filtre passe-bas. Ce phénomène sera expliqué en détail dans les paragraphes suivants.

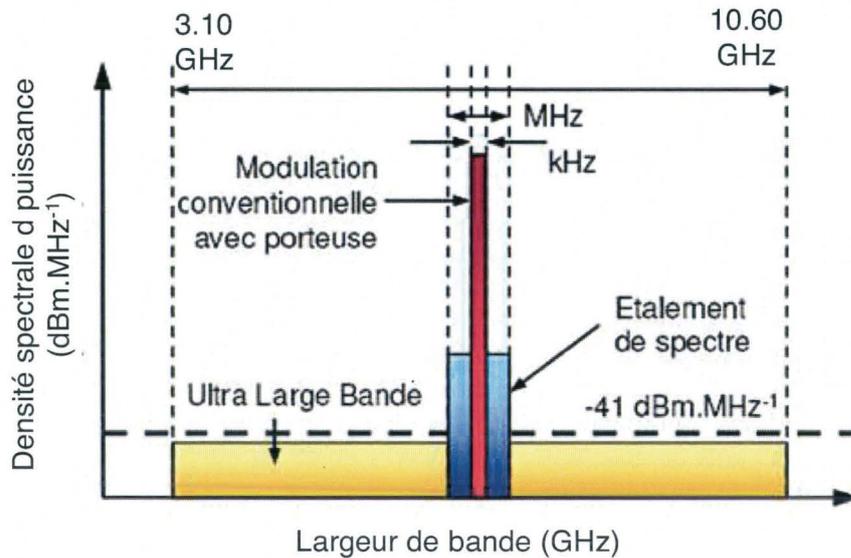


Figure II.1 : Comparaison de l'occupation spectrale entre l'ULB et les autres systèmes radio

Selon Taylor

La première définition est donnée par Taylor [Taylor 95]. Selon ce dernier le terme ULB désigne les systèmes qui émettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative LB_r est supérieure ou égale à 25% de la fréquence centrale f_c . La largeur de bande est donnée par l'équation suivante :

$$LB_r = \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad \text{II.1}$$

où f_c désigne la fréquence centrale et son expression est donnée par :

$$f_c = \left(\frac{f_h + f_l}{2} \right) \quad \text{II.2}$$

f_h et f_l présentent respectivement la borne supérieure et inférieure de la bande de fréquence du signal.

Selon la FCC (Federal Communication Commission)

La FCC ou commission fédérale de communication abonde dans le sens de Taylor pour son avis de proposition de réglementation, mais en apportant deux précisions à la définition donnée [FCC 00] :

- La largeur de bande relative doit être celle mesurée à -10 dB en dessous de la puissance maximale.
- Un signal qui occupe plus de 1,5 GHz de bande passante est aussi considéré comme un signal ULB.

Les puissances moyennes associées à ce type de signaux sont en général très faibles parce que le rapport cyclique, défini comme le rapport entre la durée de l'impulsion et la période de répétition des impulsions, est aussi très faible.

D'autre part, la FCC propose de limiter la puissance crête émise dans un signal à bande ultra large. Cette puissance ne devrait jamais dépasser un certain niveau P au-dessus de la limite moyenne d'émission permise par la « partie 15 » des règles de la commission [FCC 00]. La formule adoptée pour calculer ce niveau P en dB sur toute la largeur de bande est la suivante :

$$P = 20 + 20 \log_{10} \left[\frac{(\text{La largeur de la bande à -10 dB du signal en Hz})}{(\text{La largeur de la bande minimale à -10 dB en Hz})} \right] \quad \text{II.3}$$

Pour une largeur de bande de 1 GHz à -10 dB, par exemple, la puissance crête émise ne devrait pas excéder la limite moyenne d'émission de -46 dBm. De plus, la FCC propose que la valeur maximale de P soit fixée à 60 dB.

II.3. Avantages et inconvénients de l'ULB

Comme toutes les autres techniques de radiocommunication, l'ULB possède des avantages et inconvénients.

II.3.1. Les avantages

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables.

- Les signaux ULB ont une faible densité spectrale de puissance, étant donné que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB une faible probabilité de détection et d'interception [ElBahhar 03].
- Les signaux ULB interfèrent peu ou pas avec d'autres signaux, tels les signaux à bande étroite, car leur puissance est très faible sur la petite partie du spectre concernée. Donc leur utilisation permet de garantir une plus grande sécurité [Lamari 07].
- Les signaux ULB possèdent une bonne capacité de pénétration grâce à leur grande largeur de bande. Ils peuvent ainsi traverser des surfaces, telles que les murs, contrairement à d'autres technologies comme par exemple l'infrarouge [Pecastaing 01].
- Les signaux ULB permettent d'obtenir une grande précision dans la mesure des distances, du fait que la résolution atteinte est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion. Il est ainsi possible d'obtenir des informations précises sur la position de l'émetteur. Les signaux ULB présentent donc un grand intérêt pour la fonctionnalité détection du radar [Sakkila 05].

- Les signaux ULB souffrent très peu de l'influence des trajets multiples, car, grâce à la brièveté des impulsions ULB, le signal direct arrive bien avant ceux correspondant aux chemins secondaires, sans qu'aucun recouvrement ne se produise [Sakkila 05].
- Les systèmes basés sur la technologie ULB ont une meilleure capacité. En effet, Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B.\log_2(1 + SNR) \quad \text{II.4}$$

où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit [Babour 09].

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement de manière logarithmique avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

- Les systèmes ULB présentent un bon compromis grâce à leur simplicité et au coût faible des composants [Sakkila 05].

II.3.2. Les inconvénients

Les systèmes de communication ULB se limitent à la résolution de quelques défis techniques:

- Les différentes composantes fréquentielles du signal ne se propagent pas à la même vitesse. Des phénomènes de dispersion en fréquence peuvent alors apparaître. Par exemple dans la bande de 0 à 3GHz, les ondes ne se propagent pas de la même vitesse surtout dans un environnement de propagation hétérogène [Elbahhar 03].
- L'atténuation non uniforme des différentes composantes fréquentielles peut conduire à des phénomènes de distorsion en fréquence [Lombard 07].
- Les signaux ULB sont filtrés par les antennes. Le défi est de concevoir des antennes de petite taille et efficaces sur toute la bande de fréquence utilisée (antenne ultra-large bande) [Lombard 07].
- Le système ULB ne pourra probablement jamais dépasser les performances des systèmes optiques à grands débits (de l'ordre de plusieurs Gbits/s), mais ces derniers sont en général beaucoup plus onéreux [ElBahhar 03].

II.4. Normalisation des systèmes de communication ULB

Afin de pouvoir commercialiser les systèmes de radiocommunication ULB et d'assurer leurs coexistence avec les systèmes radiocommunication déjà existants, il est nécessaire de réglementer l'usage de leurs ressources en fréquence et en puissance.

Dans le cadre de diverses contraintes, les organismes de gestion du spectre interviennent pour contrôler l'usage de la précieuse ressource spectrale, afin d'assurer la coexistence de tous les utilisateurs du spectre électromagnétique. Beaucoup de travaux visant à élaborer des normes et règlements pour l'introduction et l'utilisation des systèmes ULB sont en cours partout dans le monde.

Les organismes américains, notamment la FCC [FCC 98] et la NTIA « National Telecommunications and Information Administration », sont les premiers à avoir traité le problème inédit de la réglementation de la technique ULB [Lombard 07].

II.4.1. Normalisation aux Etats-Unis

En février 2002, la FCC a proposé un compromis entre le respect des applications existantes et l'autorisation de déploiement d'une nouvelle technologie dont le marché potentiel est énorme. Elle publie dans un rapport intitulé « First Report and Order » [FCC 02] la réglementation des émissions ULB.

Dans ce rapport, la FCC définit un masque d'émission des signaux ULB pour les systèmes de communication pour des applications à l'intérieur (Indoor) et à l'extérieur (Outdoor). Ce masque est représenté dans la figure II.2. La puissance de ces signaux est limitée dans la bande de 3,1 à 10,6 GHz (figures II.2).

En général, les bandes utilisées par les systèmes GSM, UMTS, GPS sont théoriquement à l'abri des interférences avec les systèmes ULB (figure II.3). Par ailleurs, la réglementation de la FCC, qui coïncide avec le début des négociations pour la standardisation des réseaux sans fils WLAN utilisant l'ULB dans leur couche physique, propose de limiter la puissance crête émise. Cette puissance ne devrait pas dépasser un certain niveau P (en dB) (équation (II.5)) au dessus de la limite moyenne d'émission permise par la « partie 15 » des règles de la commission [FCC 00].

Dans cette partie des textes, la FCC limite la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) des émissions à -41dBm/MHz pour la bande entre 3,1 GHz et 10,6 GHz, ce qui équivaut à un champ électromagnétique de $500 \mu V / m$ dans une bande de 1 MHz.

$$P = 20 + 20 \log_{10} \frac{(\text{la largeur de bande à } -10 \text{ dB du signal en Hertz})}{(\text{la largeur de bande minimale à } -10 \text{ dB en Hertz})} \quad \text{II.5}$$

La puissance crête est également limitée autour de la fréquence pour laquelle le rayonnement est maximum. Sa limite dépend de la bande passante de résolution RBW (pour Resolution BandWidth) de la mesure. Elle est donnée par l'équation (II.6)

$$P_{pic}^{limite}(RBW) = 20 \log_{10}(RBW / 50) \quad \text{II.6}$$

avec P_{pic}^{limite} en dBm, RBW en MHz

Pour RBW = 50MHz, la puissance crête ne doit pas dépasser 0 dBm, soit 1 mW.

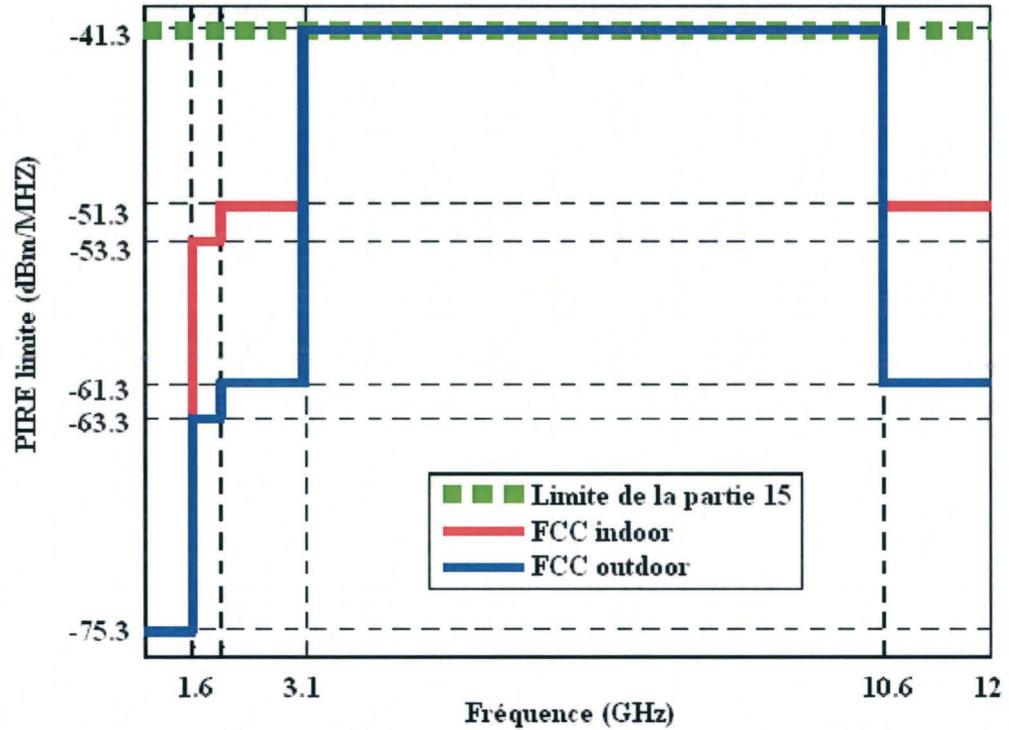


Figure II.2 : Masque d'émission des signaux ULB établi par la FCC pour les communications en intérieur (Indoor) et en extérieur (outdoor) des signaux ULB

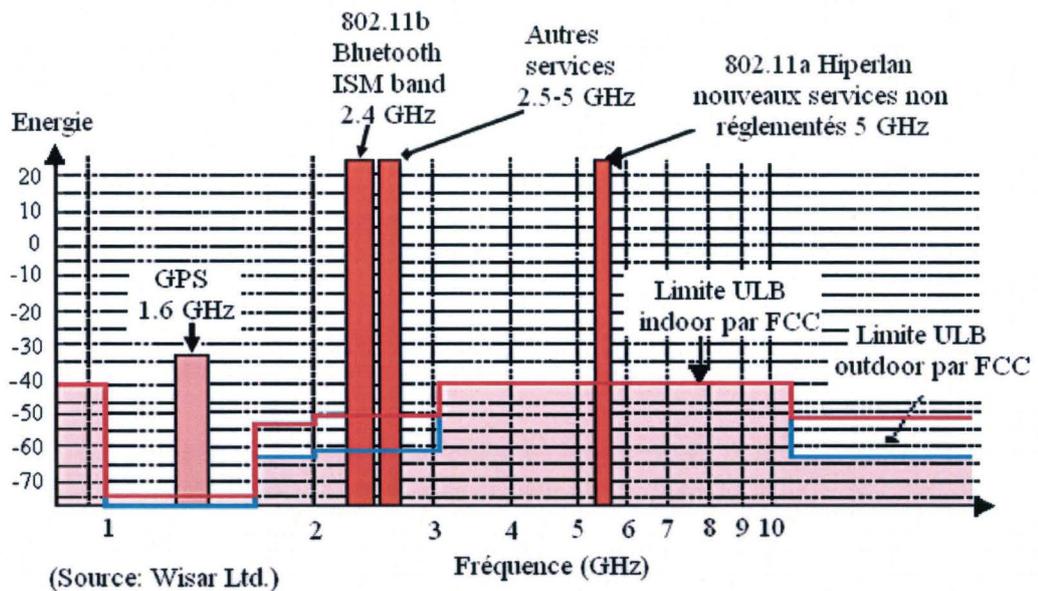
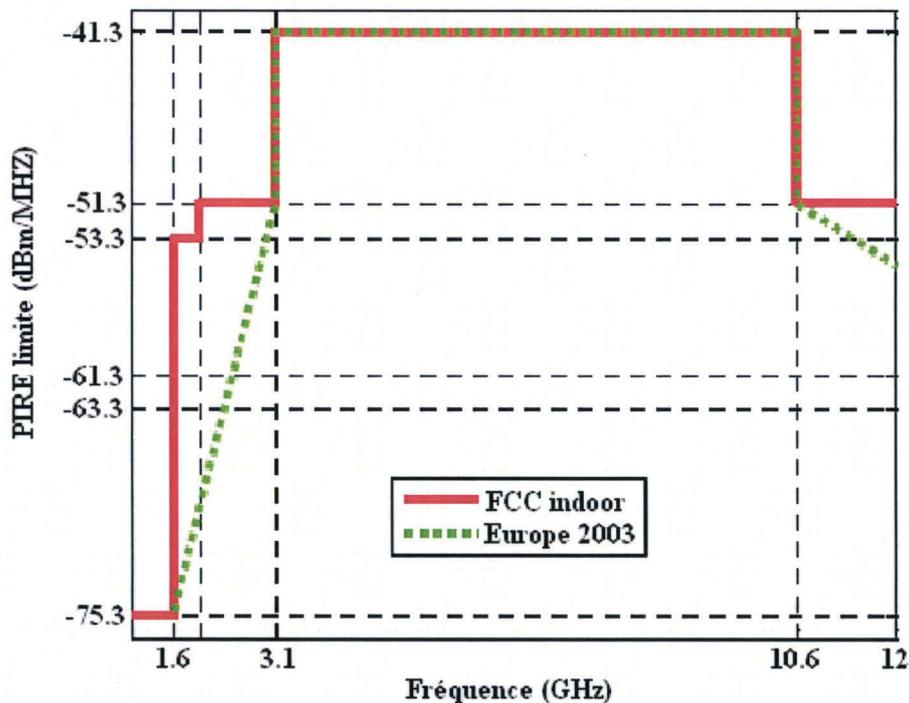


Figure II.3 : Spectre des différents systèmes qui coexistent avec l'ULB

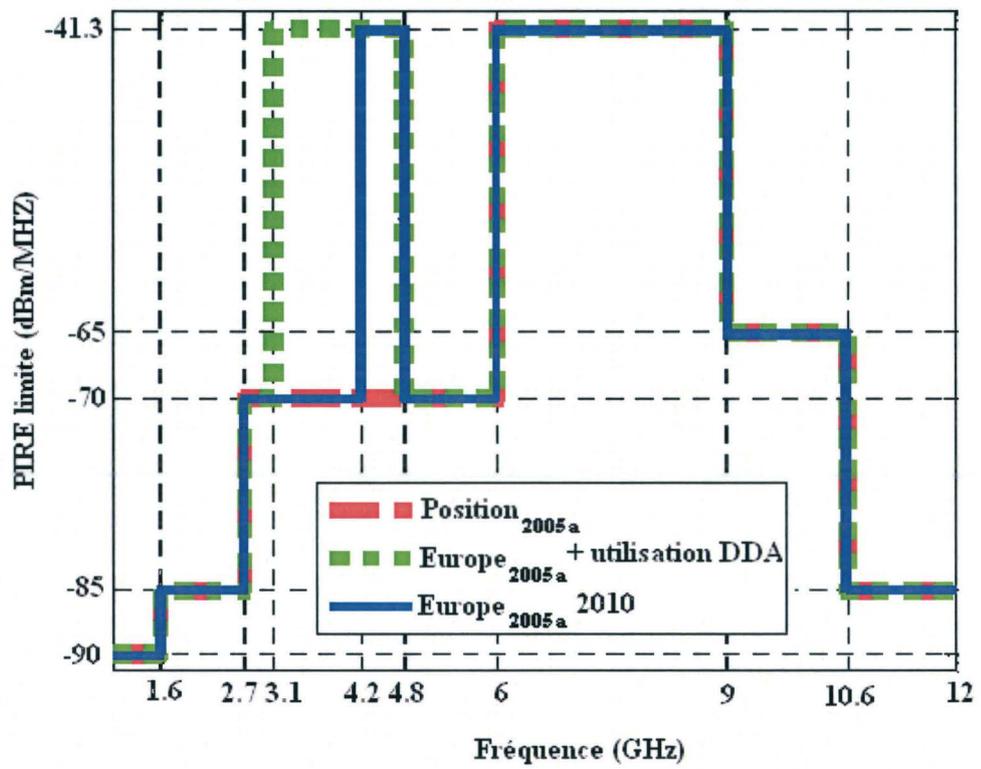
II.4.2. Normalisation en Europe

Les dispositifs conformes aux normes ULB actuelles acceptées par les Etats-Unis pourraient créer des interférences avec les réseaux sans fil qui fonctionnent sur d'autres fréquences en Europe. Etant beaucoup plus prudente, en termes de sécurité, pour l'ouverture de son spectre, l'UE a établi des contraintes sur les émissions des systèmes ULB plus strictes que la réglementation américaine, en diminuant particulièrement la largeur des bandes allouées. Le masque d'émission pour l'UE a donc connu de profondes modifications depuis son ouverture en 2002.

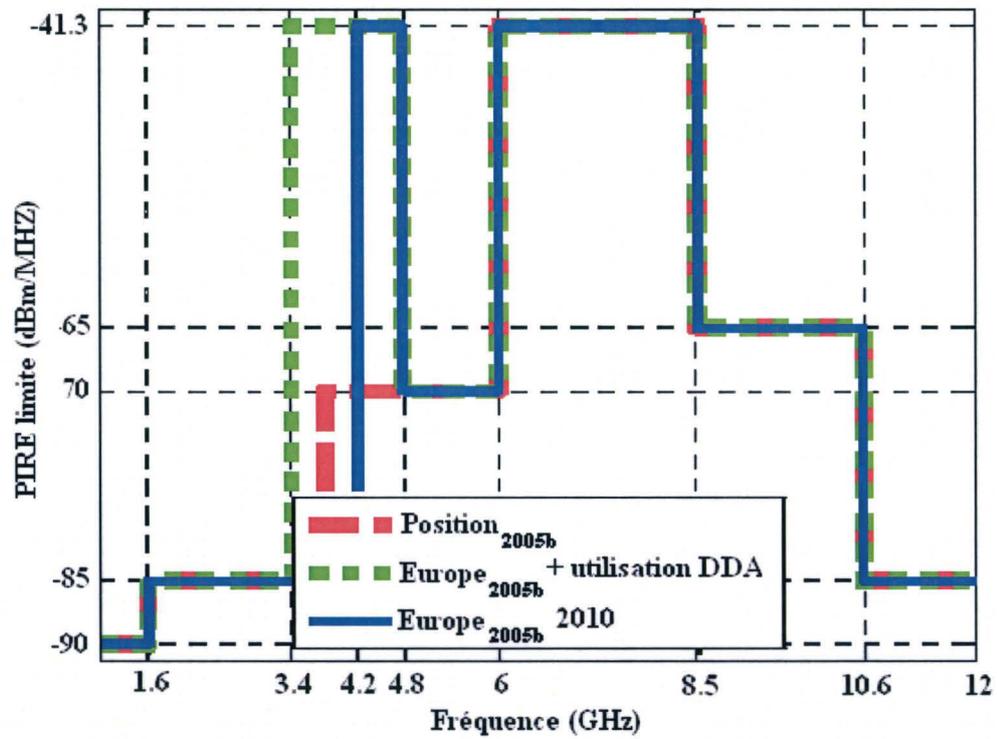
Dès 2002, L'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) créée par la Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications (CEPT) qui est en charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication, adopte pour les systèmes « indoor », dans la bande entre 3,1 à 10,6 GHz la même réglementation proposée par la FCC, comme le montre la figure II.4.a, avec une PIRE limitée à $-41,3$ dBm/MHz. En revanche, pour les systèmes outdoor, l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit $-61,3$ dBm/MHz. Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3,1 GHz ou supérieures à 10,6 GHz, sans réduire les performances du système ULB dans la bande entre 3,1 et 10,6 GHz.



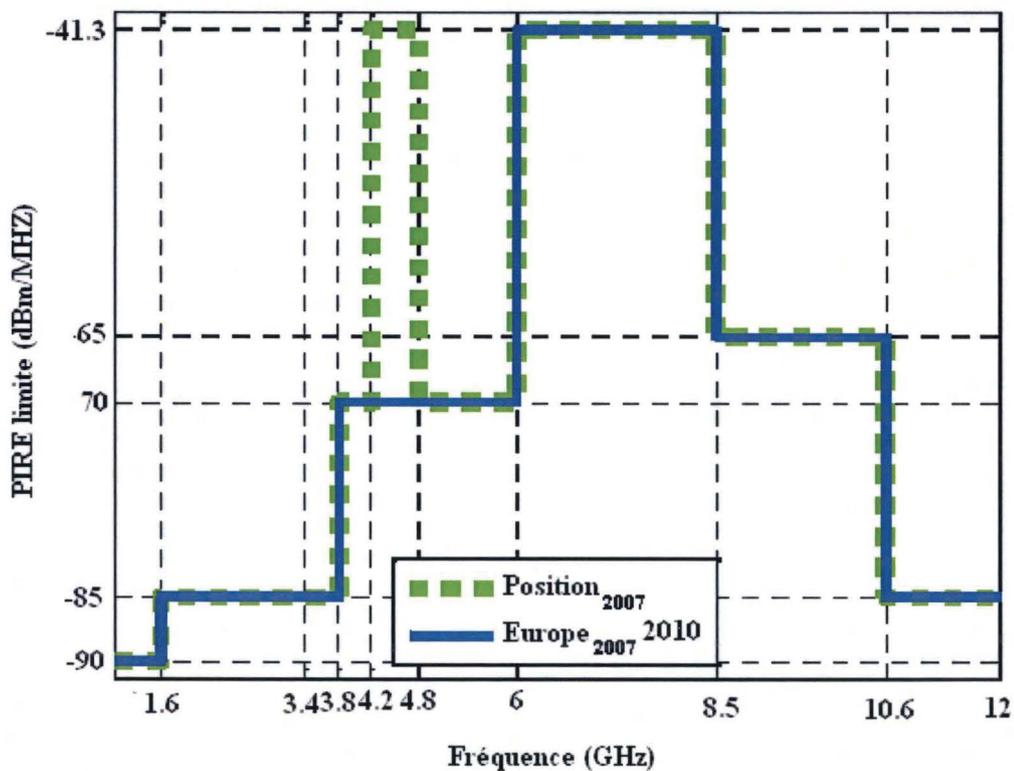
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure II.4 : Progression des réglementations ULB en Europe établi par l'ETSI, en 2003 (a), première proposition de 2005 (b), seconde (c) et en 2007 (d).

En 2005, Le groupe ECC (Commission Européenne de Communication) qui intervient au niveau des normes sur les matériels et facilite les échanges entre l'ETSI et la CEPT publie un rapport [CEPT 05] et [ETSI 05] où il propose des masques, comme illustrés dans la figure II.4.b, plus contraignants afin de protéger avec des barrières de près de 30dB les bandes ISM (Industriel, Scientifique et Médical) centrées autour de 2,45GHz et de 5,8GHz (réservées aux réseaux sans fils tels que Bluetooth ou Wifi), et n'autorise les transmissions de signaux ULB que dans la bande comprise entre 6 et 9 GHz. Toutefois, l'émission est autorisée sur la bande entre 3,1 et 4,8 GHz à condition d'implémenter des techniques approuvées de réduction d'interférences, telle que DAA (Detect And Avoid) et d'un faible rapport cyclique LDC (Low Duty Cycle) afin d'assurer la compatibilité avec les autres services opérant dans cette bande [URSI 06]. L'utilisation de la bande entre 4,2 et 4,8 GHz reste libre jusqu'au 30 Juin 2010.

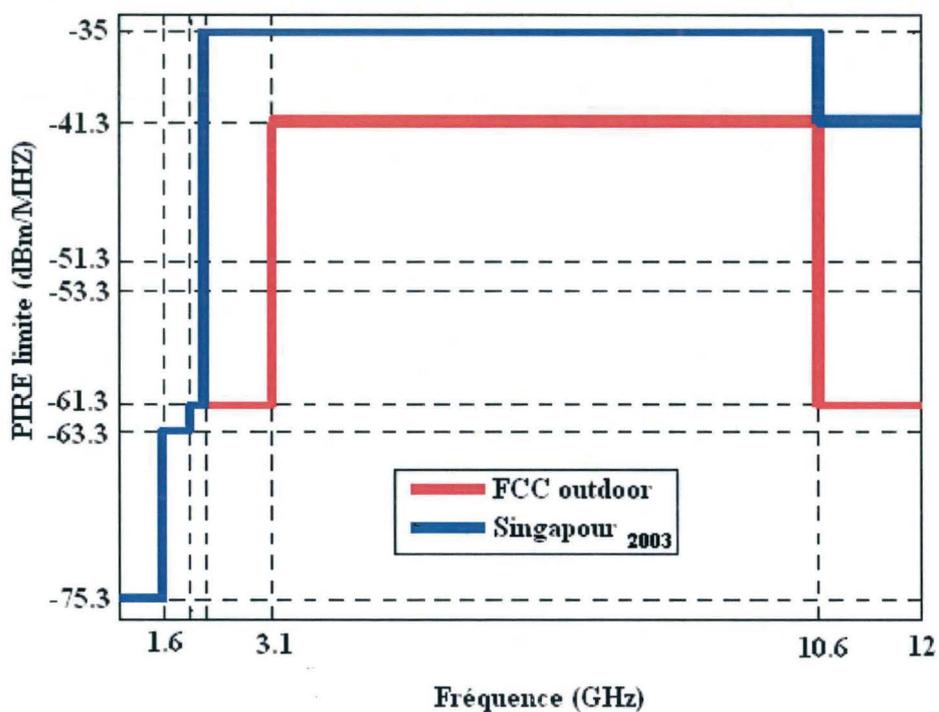
En février 2006, un nouveau gabarit, illustré sur la figure II.4.c, a été proposé suite aux demandes exprimées en réponse à la consultation publique [CEPT 06]. La transmission des signaux ULB n'est autorisée que dans les plages fréquentielles comprises entre 3,4 et 4,8 GHz et entre 6 et 8,5 GHz avec l'utilisation impérative des mécanismes DAA jusqu'en 2010.

En février 2007, la dernière normalisation des émissions des signaux ULB en Europe a été établie (comme illustrée dans la figure II.4.d. Pour la bande de fréquence comprise entre 6 et 8,5 GHz, ce masque reste le même que celui de 2005, en revanche la bande comprise entre 3,4 et 4,8 GHz devient plus restreinte et sera totalement supprimée en 2010 [OJEU 07].

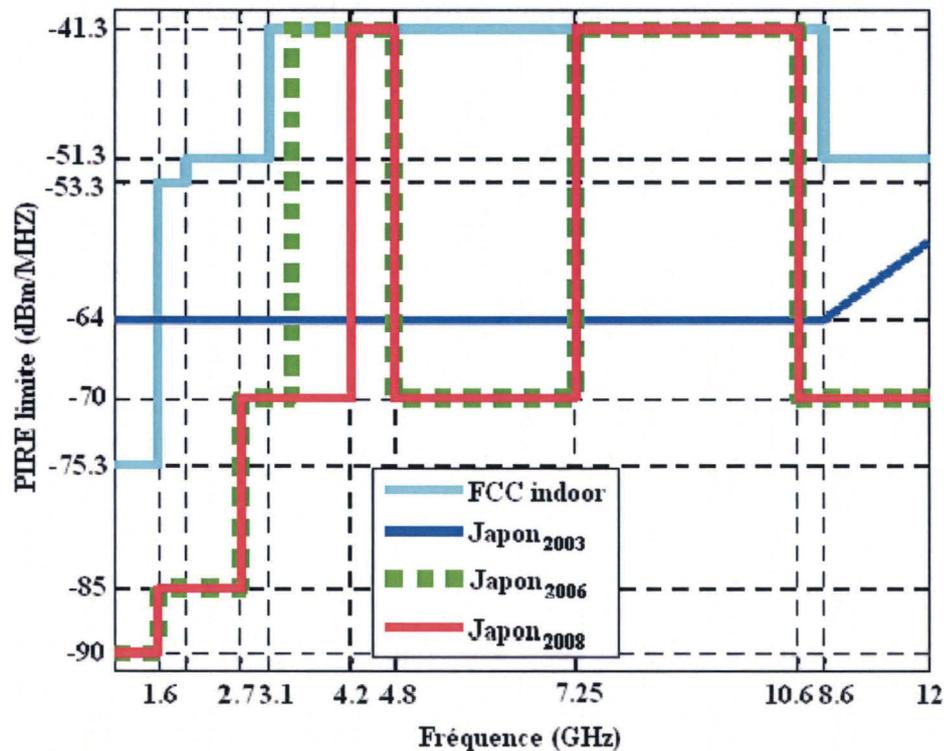
II.4.3. Normalisation en Asie

Le Japon et Singapour sont les premiers à avoir traité le problème inédit de la réglementation de la technique ULB en Asie.

Dès février 2002, afin d'étudier la coexistence des systèmes ULB avec les applications déjà existantes dans ces zones géographiques et définir ensuite une réglementation des émissions des signaux ULB, les organismes Singapouriens ont autorisé l'émission de ces signaux pour une période expérimentale de 2 ans en respectant le masque, illustré sur la figure II.5.a.



(a)



(b)

Figure II.5: Progression des réglementations de l'émission des signaux ULB en Asie : Singapourienne (a) et japonaise (b).

Bien que les autorités japonaises n'aient autorisé l'émission sans licence des signaux ULB qu'en Août 2005, les études sur la réglementation des systèmes ULB au Japon ont débuté en 2003 avec des niveaux de puissance très faibles (-64 dBm comme le montre la figure II.5.b).

C'est à partir de 2006 qu'une régularisation d'émission des signaux ULB en Indoor a été définie [Soumu 06]. Elle définit sur deux bandes de fréquence, une première comprise entre 3,4 et 4,8 GHz qui impose d'utiliser les mécanismes DAA présentés auparavant, et une deuxième comprise entre 7,25 et 10,25 GHz qui est moins contraignante (pas de DAA).

Même si les fréquences et les niveaux autorisés pour les émissions des signaux ULB en Asie varient, l'approche est semblable à celle de l'Europe. Les contraintes de puissances proposées sur la PIRE restent les mêmes que ceux proposés par la FCC avec -41,25 dBm/MHz.

II.5. Les différents types de modulations

La modulation est destinée à mettre en forme le signal à émettre de telle sorte que la transmission soit possible à travers un canal physique donné. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres tel que fréquence, amplitude et phase. On peut distinguer deux types de modulations : la modulation binaire, où l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles, et la modulation M-aire, où l'information est transmise à l'aide

d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n digits binaires, le nombre d'états étant $M = 2^n$. Le choix de tel ou tel type de modulation est imposé par diverses contraintes telles la largeur de bande disponible, le débit, les puissances autorisées et la complexité des émetteurs récepteurs [Lamari 07].

Les types de modulations les plus fréquemment utilisés sont les suivants :

- Modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM)
- Modulation d'Amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)
- Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)
- Modulation de phase « Binary Phase Shift Keying» (BPSK)

Les modulations M-QAM largement utilisées dans les systèmes de communication à bande étroite ne peuvent pas être appliquées telles qu'elles sont aux systèmes ULB vu l'absence de porteuse. Des études récentes au laboratoire IEMN-DOAE tentent de remplacer ces modulations par des techniques équivalentes.

II.5.1. Modulation d'impulsions en position (PPM)

La modulation d'impulsion en position appelée par son abréviation anglaise PPM (Pulse Position Modulation) est parmi les techniques les plus utilisées dans les systèmes ULB. Il s'agit d'émettre à des intervalles de temps variables des impulsions identiques de sorte que le temps d'avance ou de retard de chaque impulsion reste proportionnel à l'information à transmettre 0 ou 1. La figure II.6 montre un exemple de cette technique. L'expression d'un signal modulé en position est donnée par l'équation (II.14) :

$$S(t) = \sum_{j=1}^{\infty} p(t - jT_f - \delta b_j) \quad \text{II.14}$$

où :

- b_j : représente le bit émis {0 ou 1}
- δ : Le paramètre de décalage
- T_f : La période de répétition
- $p(t)$: représente la forme d'onde utilisée.

La période de répétition est généralement très grande par rapport à la durée de l'impulsion, ce qui permet d'obtenir des signaux à faible rapport cyclique, donc à faible densité spectrale de puissance. Cette modulation est aussi compatible avec une réception non cohérente basée sur la détection de l'énergie. Mais l'inconvénient de cette technique est que l'accès simultané par plusieurs utilisateurs n'est pas possible. Ce problème est résolu par l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire de saut temporel (TH) [Lamari 07]. L'extension de cette modulation binaire à la modulation M-aire a été développée par Ramirez et Soltz [Ramirez 01].

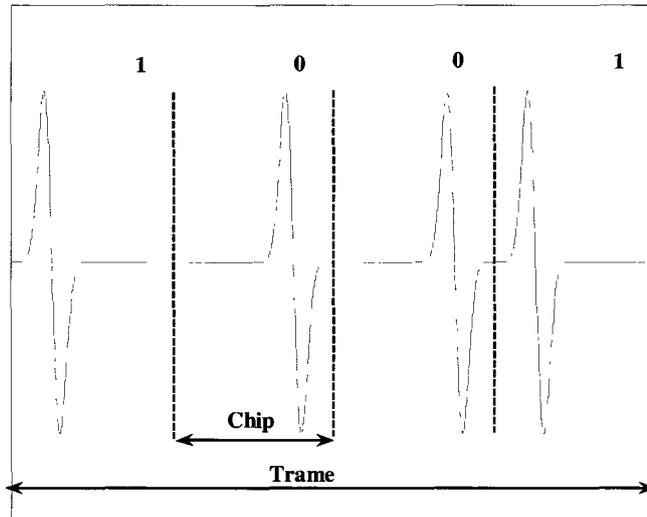


Figure II.6: Modulation d'impulsion en position

II.5.2. Modulation d'impulsions en amplitude (PAM)

La modulation d'impulsions en amplitude (figure II.7) est la forme la plus simple de modulation d'impulsions. Elle consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au signal modulant.

Le signal transmis est donné par l'équation :

$$S(t) = \sum_{j=1}^{\infty} b_j p(t - jT_f) \quad \text{III.15}$$

b_j : représente un code binaire

T_f : La période de répétition

$p(t)$: représente la forme d'onde utilisée

Ce type de modulation est fondamentalement une forme de modulation d'amplitude classique. La seule différence est que le signal est ici sous forme d'impulsions. Ceci signifie que la modulation PAM a les mêmes faiblesses que toute autre méthode de modulation d'amplitude. Les variations d'amplitude représentent réellement le signal. L'amplitude de chaque impulsion est proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal. Différentes valeurs peuvent être envisagées pour l'amplitude du signal, les plus utilisées sont celles à deux états « 2-PAM » (1 et 0 c'est le cas d'une modulation à code non signé, qui est alors identique à une modulation tout ou rien, ou +1 et -1 cas d'une modulation à code signé, qui est identique à la modulation biphase BPSK).

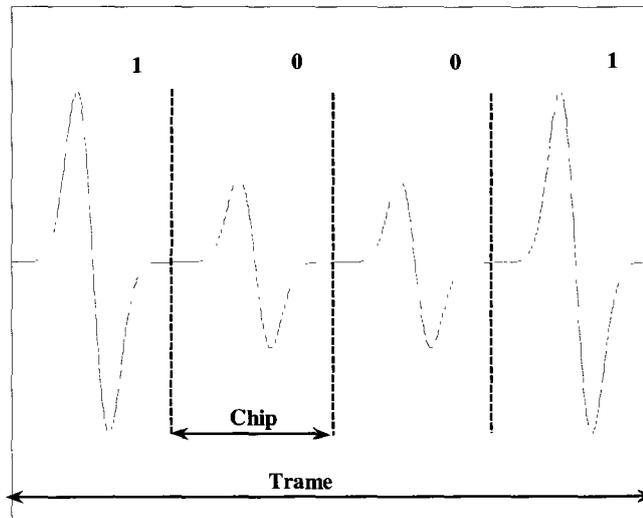


Figure II.7: Modulation d'impulsion en amplitude

II.5.3. Modulation par tout ou rien OOK

La modulation Tout ou Rien (encore appelée par son abréviation anglaise OOK pour "On Off Keying") est un exemple de modulation d'amplitude. Un seul bit est transmis par période T . Par exemple, le bit 1 est représenté par la présence de l'impulsion et le bit 0 est représenté par l'absence du signal (figure II.8). L'avantage de cette modulation est qu'elle est simple à implémenter (un seul générateur d'impulsions) et est plus adaptée à un récepteur non cohérent, qui permet de tirer le meilleur profit de l'énergie disponible, quand elle associée à une modulation par seuillage [Aubert 05]. Mais elle souffre de quelques inconvénients, comme la perte de la synchronisation à la réception, et il s'avère impossible de différencier entre la présence du signal à l'état 0 ou l'absence totale du signal transmis (pas de communication). Pour éviter ce problème on utilise la modulation binaire BPSK.

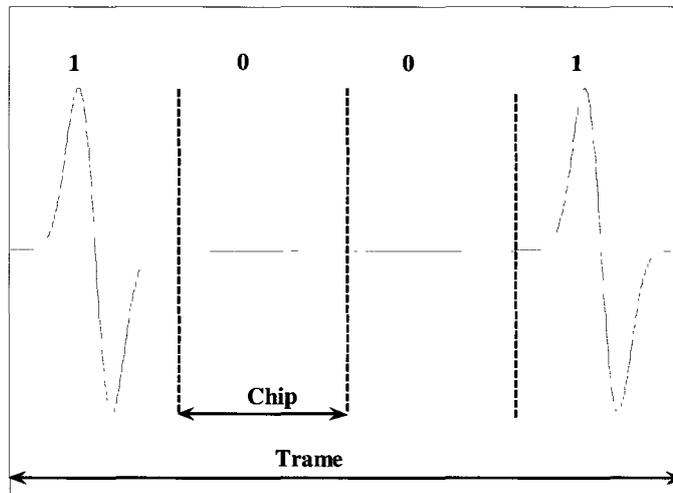


Fig.II.8 : Modulation d'impulsion par tout ou rien

II.5.4. Modulation de phase BPSK

La modulation de phase à deux états appelée par son abréviation anglaise BPSK (Binary phase shift keying) est basée sur le codage de l'information par la polarité de l'impulsion. (Polarité positive si le bit est à 0 par exemple ou négative si le bit est à 1). La position de l'impulsion reste fixe, et c'est uniquement sa phase qui varie, ce qui permet de simplifier la synchronisation. Le principe de cette modulation est illustré dans la figure II.9. La technique d'accès multiples consiste à associer une durée différente pour chaque utilisateur. La discrimination entre les utilisateurs se fait à la réception par la sélection d'impulsions espacées de la durée de l'utilisateur désiré [Hocor 02]. La modulation BPSK fournit un BER (Bit Error Rate) plus performant que celle d'OOK [Orndorff 04]. Le changement de la polarité de l'impulsion permet d'éliminer les raies spectrales dues à la périodicité du signal, ce qui permet aussi de minimiser l'interférence avec les autres systèmes. Un autre avantage est la possibilité de diminuer la puissance du signal émis. En revanche, l'inconvénient de cette modulation concerne la complexité de l'implémentation.

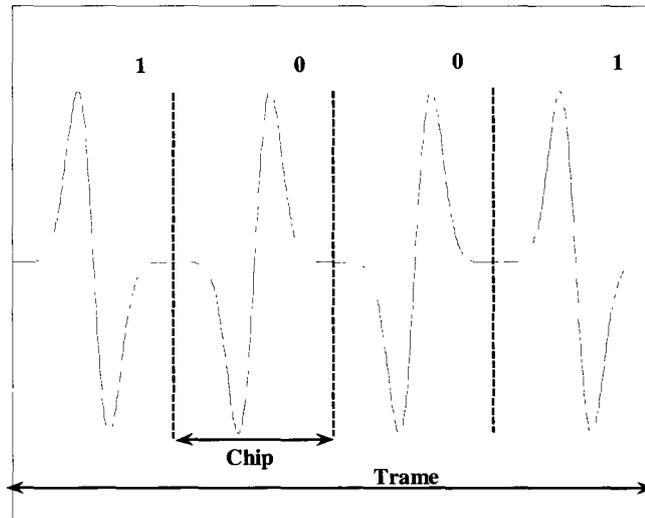


Figure II.9 : Modulation de phase BPSK

II.6. Techniques d'accès multiples

Les techniques d'accès multiples pour les systèmes ULB suscitent autant d'intérêt que pour les systèmes à bande étroite. Ces techniques permettent de bénéficier des profits de la grande largeur de bande offerte par ces systèmes. Les méthodes utilisées pour réaliser l'accès multiple en conception de tels systèmes influencent la capacité, la complexité et la qualité des services fournis par ces systèmes. Le choix de ces méthodes d'accès multiple a une grande importance dans la conception et la caractérisation des systèmes. Les domaines couramment utilisés pour fournir les accès sont les suivants:

- **Domaine spatial** : Tous les systèmes de communication mobile utilisent le fait que les signaux radio subissent une atténuation lors de leur propagation. Ceci implique que les émetteurs lointains produisent une interférence qui est négligeable devant la puissance du signal désiré. Des antennes directionnelles peuvent être utilisées pour assurer la séparation spatiale des signaux. La technique correspondant à ce traitement s'appelle SDMA (Space Division Multiple Access)
- **Domaine fréquentiel** : Des signaux occupant des bandes de fréquences ne se recouvrant pas peuvent être aisément séparés. Des signaux peuvent donc être transmis sans interférer les uns avec les autres. Cette méthode, utilisée dans de nombreux systèmes de communication, est appelée FDMA (Frequency Division Multiple Access).
- **Domaine temporel** : Des signaux peuvent être transmis sur des périodes temporelles ne se recouvrant pas. Les signaux occupent donc la même bande de fréquence, mais peuvent être aisément séparés par leurs instants d'arrivée. C'est la technique TDMA (Time Division Multiple Access).

- **Domaine des codes** : Les accès multiples en temps et en fréquences nécessitent l'utilisation d'un intervalle de garde dans l'espace considéré afin d'éviter les recouvrements entre les messages. Avec un accès multiple à répartition de codes CDMA (Code Division Multiple Access), il n'y a pas d'intervalle de garde, les différents utilisateurs émettent des signaux très peu corrélés entre eux. Des corrélateurs peuvent être donc utilisés pour extraire les signaux individuels d'un mélange de signaux qui sont émis au même instant et sur la même bande de fréquence.

Le choix d'une méthode dépend largement des caractéristiques globales du système à concevoir et aucune méthode d'accès multiple n'est universellement préférable aux autres. Les techniques d'accès multiples utilisées en système ULB sont divisées selon les deux approches, classées comme montré dans le diagramme de la figure II.10. Pour l'approche impulsionnelle, les techniques DS-ULB et TH-ULB sont les plus utilisées; pour l'approche multi-bande, on distingue la MB-OFDM et la MB Impulsionnelle. Ces différentes techniques seront détaillées dans la section suivante.

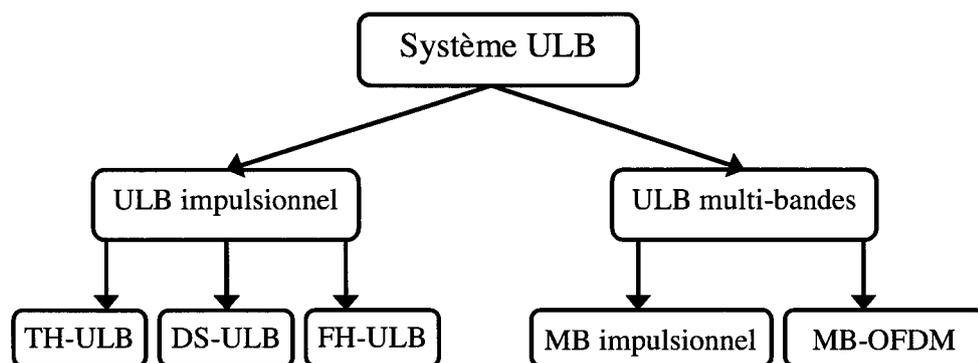


Figure II.10 : Diagramme de différentes techniques d'accès multiple ULB

Dans nos travaux nous nous sommes intéressés à l'approche ULB impulsionnel utilisée dans le développement de plusieurs systèmes de positionnement comme le radar. Ces systèmes impulsionnels reposent sur l'émission d'impulsions de durée très courte. Le signal émis utilise donc toute la bande de fréquences disponible.

L'avantage de cette technique est sa résistance aux effets de superposition des trajets multiples grâce à la grande résolution temporelle, à la simplicité du modèle de transmission, et à l'absence de porteuse. Cependant, cette approche est très sensible aux interférences avec d'autres systèmes à bande étroite, et toute la bande est utilisée par les différents utilisateurs. Pour différencier entre utilisateurs, différentes solutions de multiplexage peuvent être utilisées. Dans ce qui suit nous présentons ces différentes méthodes

II.6.1. La technique TH-ULB

a. La technique TH-PPM ULB

La technique TH-PPM ULB est une combinaison de la modulation d'impulsions en position utilisant l'ultra large bande et un code de saut temporel (Time Hopping) [Scholtz 93, Scholtz 97, Win 98]. 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.

b. La technique TH-BPSK ULB

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.

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.

II.6.2. La technique FH-ULB

Le saut de fréquence, comme son nom l'indique, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo aléatoires. Cette technique est encore connue dans la littérature sous l'abréviation FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum). Elle a un certain nombre d'avantages potentiels, dont ceux de permettre l'accès multiple simultané à différents réseaux dans le même secteur et d'assurer la tolérance d'interférence entre les bandes.

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 en évitant les fréquences occupées par la bande (Wi-Fi). 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.

II.6.3. La technique OOC- ULB

Les Codes Optiques Orthogonaux sont une nouvelle classe de codes, introduite dès 1989 [Saleh 89]. Ils sont utilisés pour la CDMA optique non cohérente et asynchrone. Ils constituent un compromis entre trois paramètres, le nombre L de chips qui composent le code, le poids (c'est-à-dire le nombre de chips à 1) du code et la capacité de multiplexage qui représente le nombre d'utilisateurs potentiels.

Les signaux émis par les différents utilisateurs peuvent être représentés par une suite discrète de puissances optiques. En optique, il est très difficile de générer des signaux bipolaires (ayant à la fois des chips positifs et négatifs), nécessaires à l'orthogonalité entre les différents codes. Ces codes doivent vérifier de bonnes propriétés d'autocorrélation pour assurer une bonne transmission. Ils doivent aussi disposer de bonnes propriétés d'intercorrélations pour bien séparer les différents utilisateurs et ainsi réduire au maximum les interférences multi-utilisateurs.

Selon les environnements de propagation, les codes optiques orthogonaux (OOC) sont employés pour le but initial d'acquisition de synchronisation. Ils peuvent être beaucoup plus longs que le code de Barker par exemple (13 chips), mais ils présentent une meilleure propriété d'autocorrélation dans les pires cas de propagation. Ces codes sont utilisés en combinaison avec la modulation de position PPM dans un système ULB avec accès multiples [Gius 03]. Un code plus long est nécessaire pour garantir des bonnes performances dans un environnement multi-utilisateurs, les performances obtenues en utilisant OOC-PPM dans un canal AWGN sont semblables à celles de TH-PPM [Lamari 07]

Un accès multiple basé sur les codes optiques orthogonaux est évidemment possible. Mais ces codes OOC, bien que permettant le multiplexage, n'autorisent alors qu'un petit nombre d'utilisateurs pour une qualité de transmission donnée et les systèmes optiques sont également en général beaucoup plus coûteux, ce qui nous oblige à choisir d'autres techniques de multiplexage que celle utilisant des codes optiques orthogonaux.

Une étude de différents codes utilisés pour réaliser l'accès multiple en ULB sera abordée dans le chapitre suivant. Une comparaison entre ces codes permettant de choisir celui qui offre les meilleures performances ainsi que la longueur optimale sera présentée dans ce même chapitre.

II.7. Les applications ULB

Bien que la technologie ULB ait été mise au point à l'origine pour des applications militaires, à présent elle envisage de développer un grand nombre d'applications civiles et offre des solutions technologiques alternatives intéressantes. Elle présente ainsi un marché potentiel énorme.

Les principales applications de la technique ULB concernent les systèmes de communication grand public (substitution du câblage, interface multimédia pour téléphones cellulaires), mais aussi professionnelles (étiquettes électroniques, systèmes de détection et d'imagerie) ou liées à la sécurité (radars automobiles à courte portée pour détection d'obstacles). Ces applications étant nombreuses [Withington 98], [Cavalec 01], [Win 98], nous ne pouvons pas en dresser une liste exhaustive. Nous pouvons toutefois les classer en trois grandes familles:

- Les applications radar
- Les applications en communication
- Les applications en localisation.

II.7.1. Les applications en communication

En général, deux catégories d'applications en communication ULB peuvent être envisagées. La première concerne des systèmes bas débit, avec la norme IEEE 802.15.4a [Héthuïn 05] (débit inférieur à 2 Mbits/s), avec une portée supérieure à 300 mètres et une grande autonomie des batteries. La deuxième catégorie d'applications regroupe les systèmes de communications à haut débit avec la norme IEEE 802.15.3a (jusqu'à 480 Mbit/s) pour les réseaux personnels à très courte portée, comprise entre 1 et 10 mètres.

L'ULB peut permettre les transmissions sécurisées sans fil à haut débit sur une courte portée avec un coût bas. Son utilisation pour des applications domestiques personnelles de type PAN (Personal Area Network), des réseaux personnels sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) et les systèmes de mesure présente un grand intérêt [lombard 07].

Le positionnement des systèmes ULB parmi les systèmes de communication sans fil déjà existants est illustré dans la figure II.11. La figure II.11.a présente la mobilité des systèmes en fonction de leur débit. La figure II.11.b positionne l'ULB par rapport aux autres protocoles en terme de débit et de portée

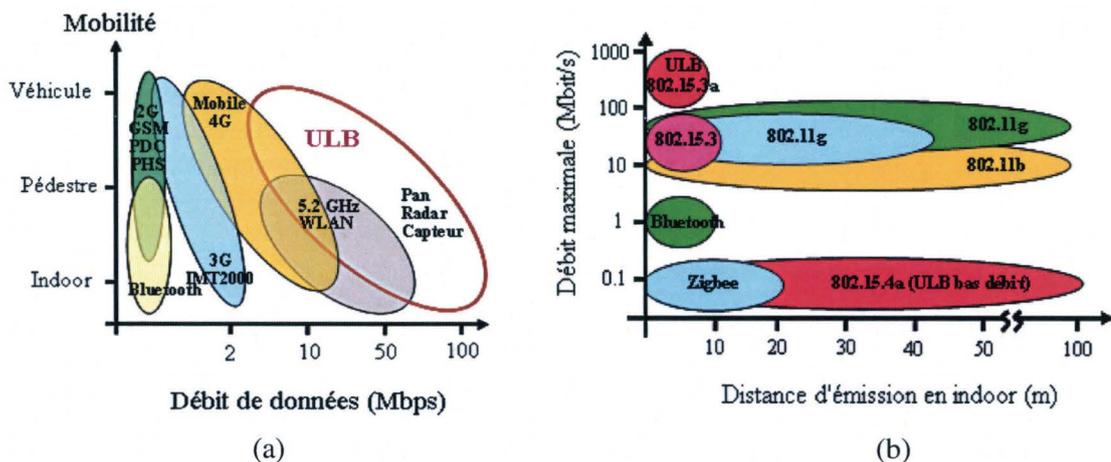


Figure II.11 : Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en terme de débit et de mobilité (a), en terme de débit et de portée (b).

Les systèmes ULB (figure II.6.a). En revanche, pour les communications à haut débit, les portées sont très limitées (< 10 m).

a. La norme IEEE 802.15.3a.

Le 3 septembre 2008, un consortium appelé WiMedia, a été créé entre neuf entreprises considérées comme des acteurs majeurs dans les secteurs de la communication et du multimédia pour le grand public : Apparent Technologies, Eastman Kodak Company, Hewlett Packard, Motorola, Philips, Samsung, Sharp Laboratories, Time Domain, et XtremeSpectrum [Cybion]. L'objectif de WiMedia est de réaliser une intercompatibilité réelle entre tous les appareils transmettant de l'image et du son dans un rayon de 1 à 50 mètres.

WiMedia est une norme fondée sur le standard IEEE 802.15.3 qui utilise la bande des 2,4GHz. WiMedia est défini par la WiMedia Alliance comme une plate-forme radio commune de l'UltraWideBand (UWB) à une vitesse maximale de 480Mbps.

La technologie ULB a été proposée en tant que couche physique pour l'IEEE 802.15.3 parce que le développement de ce standard était déjà bien avancé avant que son spectre ne soit ouvert aux autorités de réglementation. La première proposition d'application de l'ULB concernait le transfert de vidéo entre un boîtier et un écran de télévision.

WiMedia ULB a été développée comme étant la technologie idéale pour l'implémentation des réseaux personnels sans fils (WPANs). Avec des débits allant jusqu'à 480Mbps et une qualité de service importante, WiMedia est l'idéale pour les applications multimédias. Elle offre un rendement énergétique meilleur que Bluetooth mais aussi une interopérabilité entre les dispositifs.

L'objectif principal de WiMedia est de réaliser une inter-compatibilité réelle entre tous les appareils transmettant de l'image et du son dans un rayon de 1 à 50 mètres.

Grâce à WiMedia il est possible d'interconnecter sans fils chez soi, son DVD et son téléviseur (même placé dans une autre pièce), son lecteur de musique MP3, sa console de jeux vidéo, sa caméra ou son appareil de photo numérique, sa chaîne stéréo, son imprimante ou son scanner, le tout avec son PC (Figure II.12). Ce réseau WiMedia fonctionnant à travers les murs est évidemment idéal pour le Home Cinéma, lorsque l'architecture interne ne permet pas de placer l'écran, le lecteur DVD et le vidéo projecteur dans la même pièce.

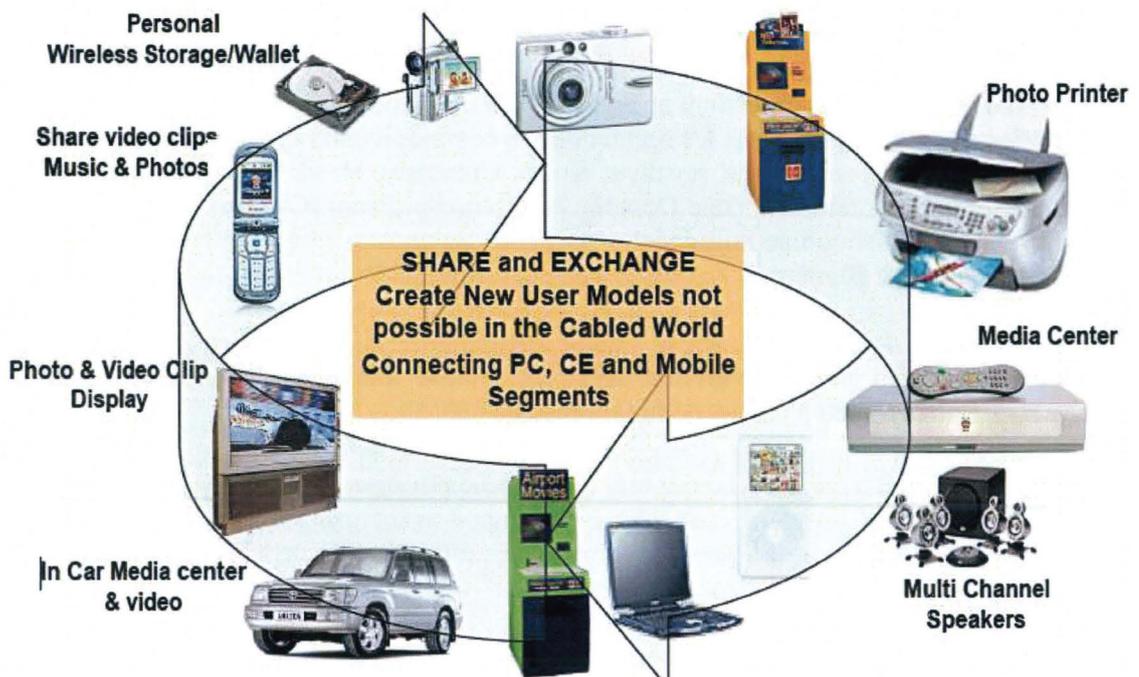


Figure II.12 : Exemple d'application de la WiMedia

La WiMedia ULB intègre la plate-forme commune radio de contrôle d'accès au média (MAC) et la couche physique (PHY), couches de spécifications fondées sur Multi-Bandes Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM). WiMedia ULB est optimisé pour les ordinateurs personnels, appareils mobiles et les segments du marché automobile.

Le standard IEEE 802.15.3 devait permettre de construire des connexions sans fil essentiellement destinées au transfert entre boîtier et écran de télévision. Les constructeurs de dispositifs portables alimentés par batterie se sont également intéressés à l'ULB et, au moment de la constitution de la WiMedia Alliance, la couche MAC évolua pour prendre en charge les connexions appelées « Peer to Peer » au même titre que l'application destinée au boîtier. Si la radio WiMedia puise ses racines dans le standard IEEE 802.15.3, elle a connu son évolution propre, au point de représenter un ensemble bien plus vaste d'applications.

Cette séparation a donné naissance à un large éventail d'utilisations du standard WiMedia. Un constructeur pourra utiliser plusieurs antennes et un frontal Silice-Germanium-SiGe pour donner une plus longue portée et un débit plus rapide à un boîtier, tandis qu'un autre constructeur préférera implanter un CMOS à puce unique dans un minuscule packaging pouvant tenir dans un téléphone mobile. Le boîtier et le téléphone mobile ont peut-être très peu de similitude sur leur manière de fonctionner, mais ils pourront se reconnaître l'un l'autre et, a minima, communiquer par balise pour partager le spectre des fréquences.

WiMedia est unique en ce sens que le marché du silicium est beaucoup plus vaste que tout autre radio numérique par le passé. WiMedia peut diffuser de la vidéo numérique autour d'une pièce. WiMedia peut être suffisamment miniaturisé et puissant pour tenir dans un lecteur de médias portable ou dans un téléphone mobile. Il est assez simple de remplacer le câble USB utilisé sur un

appareil-photo numérique. Le coût d'entrée sur le marché du téléphone mobile est plus élevé que celui du remplacement des câbles USB, mais les volumes en jeu peuvent être substantiels. De nombreuses sociétés sont à la recherche de chimères et chacune adopte une approche différente quant à la mise en œuvre [Thiam 09].

La comparaison entre le WiMedia ULB et les techniques sans fil déjà utilisées dans ces réseaux personnels, présentée dans le tableau suivant, montre l'intérêt que présente cette technologie.

	ULB WiMedia	Bluetooth	WiFi (802.11g)
Débit	480 Mbps	3 Mbps	54 Mbps
Portée	10 m	10 m	30 m
Energie nécessaire pour un transfert de 1 GB	5,4 mWh	136 mWh	56,6 mWh
Temps nécessaire pour un transfert de 1 GB	82 s	8192 s	409 s
Fréquence	3,1-10,7 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz

TableauII.1 : Comparaison ente la WiMedia et les autres technologies sans fils

[Source WiMedia alliance]

b. La norme IEEE 802.15.4a.

Le 802.15.4 est un protocole de communication défini par l'IEEE. Il est destiné aux réseaux sans fil de la famille des LR WPAN (Low Rate Wireless Personal Area Network) du fait de leur faible consommation, de leur faible portée et du faible débit des dispositifs utilisant ce protocole. Il correspond aux couches basses de Zigbee, à savoir la couche physique et la couche MAC [Zigbee].

ZigBee est un protocole de haut niveau permettant la communication sans fil de petites radios, à consommation réduite, pour les réseaux à dimension personnelle (Wireless Personal Area Networks : WPANs). C'est une technologie de basse puissance et de bas débits (en dessous de 150 kbps). Sa portée est variable. Elle oscille suivant l'environnement entre 10 et 50 mètres en intérieur. C'est une technologie ouverte. Le standard 802.15.4 a été ratifié par l'IEEE. Elle ne nécessite pas de licence spécifique. Zigbee fonctionne sur les bandes de 2,4 GHz (bandes du Bluetooth et du Wifi), de 866 MHz (bande libre en Europe) et du 916Mhz aux US (figure II.13).

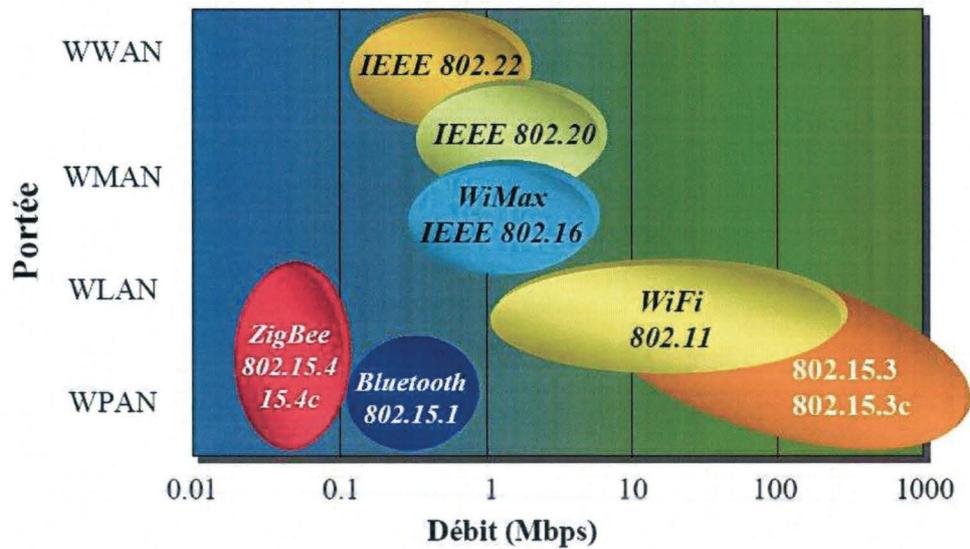


Figure II.13 : Positionnement de la Zigbee par rapport aux technologies sans fils existantes en terme de portée

[Source Zigbee alliance]

Ratifiées le 14 décembre 2004, les spécifications de ZigBee 1.0 sont disponibles auprès des membres de la communauté industrielle ZigBee Alliance. Les neuf sociétés fondatrices de l'alliance ZigBee sont Philips, Honeywell, Mitsubishi Electric, Motorola, Samsung, BM Group, Chipcon, Freescale et Ember. Cette alliance compte, en outre, plus de 70 membres. Cette technologie a pour but la communication de courte distance telle que le propose déjà la technologie Bluetooth, tout en étant moins chère et plus simple. À titre d'exemple, les nœuds ZigBee classiques nécessitent environ 10 % du code nécessaire à la mise en œuvre de nœuds Bluetooth ou de réseaux sans fil, et les nœuds ZigBee les plus élémentaires peuvent ainsi descendre jusqu'à 2 %.

Le tableau suivant présente une comparaison entre ces différentes technologies de communications sans fil et la Zigbee [wiki]

Protocole	Zigbee	Bluetooth	Wi-Fi
IEEE	802.15.4	802.15.1	802.11a/b/g/n/n-draft
Besoins mémoire	4-32 Kb	250 Kb +	1Mb +
Autonomie avec piles	Années	Jours	Heures
Nombres de nœuds	65 000 +	7	32
Vitesse de transfert	250 Kb/s	1 Mb/s	11-54-108-320 Mb/s
Portée	100 à 1600 m	10-100 m	300 m

Tableau II.2 : Comparaison entre la Zigbee et les différents protocoles sans fil actuels

En 2005, une estimation du coût unitaire pour un nœud ZigBee a révélé un prix de 1,10 \$ par unité dans le cadre d'une production en très grand nombre. Il faut ajouter le prix du microcontrôleur qui commande le circuit, ce qui augmente légèrement le prix. À titre de comparaison, la technologie Bluetooth, lancée en 1998, annonçait à cette époque un prix unitaire de production compris entre 4 et 6 \$, maintenant redescendu à moins de 3 \$.

Les nœuds sont conçus pour fonctionner plusieurs mois (jusqu'à dix ans pour les moins consommateurs d'énergie) en autonomie complète grâce à une simple pile alcaline de 1,5 V.

On retrouve donc ce protocole dans des « environnements embarqués » où la consommation est un critère de sélection. Ainsi, la domotique et les nombreux capteurs qu'elle implémente apprécient particulièrement ce protocole en plein essor et dont la configuration du réseau maillée se fait automatiquement en fonction de l'ajout ou de la suppression de nœuds. On retrouve aussi ZigBee dans les contrôles industriels, les applications médicales, les détecteurs de fumée et d'intrusion.

c. Communication ULB dans la bande de fréquence des 60 GHz

Plusieurs études sur la transmission ULB sur la bande de fréquence autour des 60 GHz sont en cours [Brodersen 03] [Danijela 05] [Guo 07] [Niknejad 07] [Lombard 07]. Ces études se fondent sur le principe que la bande de fréquence autour des 60 GHz est encore libre d'utilisation et commercialement moins restrictive alors que les nombreuses restrictions survenues au cours de ces quatre dernières années sur le spectre fréquentiel ULB pour le marché européen ont considérablement diminué la bande-passante utilisable. En effet, une largeur de bande de 9 GHz, comprise entre 57 et 66 GHz pour le marché européen, ainsi qu'une utilisation sans licence dans les secteurs industriels et individuels justifient un tel intérêt.

Cette bande a l'avantage de ne pas entrer en conflit avec d'autres services existants, en effet, elle est disponible dans toutes les grandes zones géographiques du monde, avec une bande commune de 5 GHz pour les USA, l'UE, l'Amérique du Sud et l'Asie [Guo 07] [Lombard 07].

Les domaines d'application restent identiques à ceux détaillés pour le fonctionnement ULB dans la bande de fréquence comprise entre 3,1 et 10,6 GHz.

II.7.2. Les applications en localisation

De nouveaux besoins en matière de localisation sont apparus ces dernières années. Ces besoins concernent essentiellement les zones non couvertes par des signaux satellites (GPS, Galileo) en extérieur (gare, parking, sous terrain, tunnel) ou en intérieur (dans les trains...etc). Ces milieux requièrent une précision et une qualité de service (disponibilité, intégrité, fiabilité) très importante. En effet, les systèmes de localisation traditionnels sont inopérables dans ces zones, d'où la nécessité d'utiliser une autre technique pour fournir ces services de localisation. Il a été ainsi suggéré la mise en œuvre d'une technique de transmission radio hybride très performante, qui coïncide avec l'émergence de la technique. En effet, l'Ultra Large Bande permet une grande précision dans la mesure des distances, vu que la résolution obtenue est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion, ce qui la rend une candidate potentielle pour les systèmes de localisation. Cette technique offre en outre une opportunité unique pour hybrider les deux fonctionnalités de localisation et communication, ce qui constitue une des exigences des applications émergentes.

La localisation précise et rapide, de victimes d'avalanche, difficile avec les technologies actuelles, pourrait être facilitée par l'usage de la radio ultra large bande (ULB). Le CEA LETI a vérifié son potentiel lors d'une première démonstration. Il mène des essais en montagne afin d'améliorer sa technologie [Cea].

La recherche de victimes d'avalanche est une course contre la montre : plus le temps passe, plus les personnes enfouies sous la neige risquent de succomber au froid ou à l'étouffement. Alors, pour tenter de gagner cette course, randonneurs et sauveteurs s'appuient sur les technologies radio. L'ARVA (appareil de recherche de victimes d'avalanche), qui fonctionne à 457 kHz, est ainsi devenu un standard international :

"Il est basé sur la mesure de l'intensité d'une onde continue et fonctionne en champ proche. Les lignes de champ rayonnées sont curvilignes : le sauveteur est contraint de suivre une courbe pour parvenir au point où il faut creuser. Autre handicap : le récepteur ARVA, appareil complexe, demande un apprentissage long et à renouveler souvent.

Les professionnels de ski se sont intéressés à l'ULB pour ce contexte particulier. La technologie est étudiée au LETI depuis plusieurs années et en mode impulsif, elle est considérée à ce jour comme la meilleure pour hybrider communication et localisation.

L'onde ULB est constituée d'une succession d'impulsions très courtes (centaines de picosecondes) : cette finesse temporelle permet une excellente finesse spatiale. De plus, pas besoin de référence fixe : en utilisant trois récepteurs, un principal et deux satellites, on localise la victime par triangulation.

En 2005, des expérimentations ont démontré la finesse de précision en temps réel de 10 cm en statique et de 30 cm en poursuite. En situation de non visibilité (murs), on atteignait encore les 50 cm.

D'autres expérimentations réalisées en hiver ont montré que la propagation du signal ULB est impactée par la température et le taux d'humidité, d'où la nécessité d'algorithmes dédiés. Côté matériel, les travaux porteront sur la définition d'un récepteur léger, économique et peu gourmand en énergie, et sur l'optimisation des antennes.

La radiolocalisation ULB pourrait permettre aussi de suivre des personnes et des objets dans des bâtiments : pompiers dans un bâtiment enfumé, forces spéciales préparant un assaut, containers dans un entrepôt. De plus, le couplage avec la communication permet de transmettre des données supplémentaires : rythme cardiaque, température corporelle, contenu des containers. Le LÉTI a déjà breveté l'application "avalanches" de cette technologie prometteuse.

II.7.3. Les applications radar

L'arrivée de la technologie Ultra Large Bande (ULB) pour l'application radar permet le développement de capteurs compacts et relativement bon marché. Destinés à l'origine à des applications militaires, les dispositifs radar utilisant l'ULB présentent aujourd'hui un moyen de détection d'obstacles formidable, ils peuvent servir à mesurer des distances ou des positions avec une plus grande résolution que les dispositifs radar existants ou à obtenir des images d'objets enfouis sous la terre ou placés derrière des surfaces.

Le radar basé sur la technologie ULB envoie de très courtes impulsions électromagnétiques. Pour calculer la distance entre le radar et l'obstacle, on mesure le temps de retard Δt entre l'émission et la réception (figure II.14). Cette distance est donnée par l'équation II.16:

$$d = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad \text{II.16}$$

où c est la vitesse de la lumière

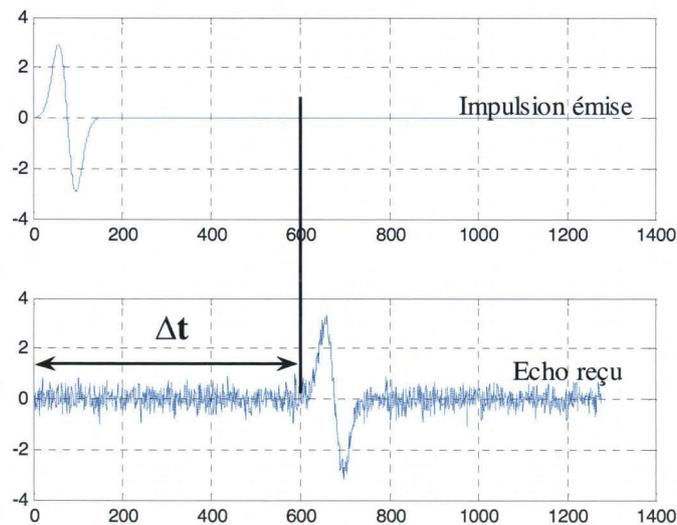


Figure II.14 : Le retard entre l'impulsion envoyée et l'écho reçu

Les signaux ULB pulsés présentent des propriétés de forte pénétration grâce aux spectres des impulsions. Ils peuvent pénétrer dans les sols et les écrans naturels ainsi que les murs, mais également les traverser pour permettre la détection et l'imagerie d'éléments présents à l'intérieur des bâtiments. La brièveté de ces signaux impulsions à fort contenu spectral permet d'une part, de mesurer une réponse transitoire de la cible extrêmement riche en information et d'autre part, de dissocier les différents échos sur les signaux de la réception. Ce fort contenu spectral permet à ce type de signaux une mesure de distances avec précision.

Les spectres larges des signaux ULB permettent, d'obtenir des résultats sur toute la bande de fréquences allouées (à partir d'une mesure unique avec un fort pouvoir de détection).

Cette étude des radars ULB à impulsions courtes présente un grand intérêt pour la détection électromagnétique et l'identification de cibles à courte et à moyenne portée [ElBahhar 03] et [Sakkila 05], ce qui sera développé dans le chapitre IV.

Les radars à bande étroite sont de plus en plus utilisés pour des applications civiles. Ils peuvent en effet être utilisés, grâce à la capacité des signaux basés sur cette nouvelle technologie ULB à traverser les murs, par les services de police d'incendie ou d'urgence, par exemple, pour localiser les objets ou des personnes cachés derrière les murs ou pour retrouver des corps parmi des décombres... L'utilisation des radars ULB peut être aussi envisagée en imagerie médicale pour la

détection des contractions du cœur, dans l'industrie automobile pour l'aide à la sécurité routière en vue de la prévention de collisions ou des obstacles.

Dans ce qui suit nous allons présenter quelques exemples d'applications nouvelles développées ou en cours de développement qui utilisent la technologie Radar Ultra-Large Bande.

a. Radar ULB de surveillance locale

Les systèmes radar ULB de surveillance locale, qui commencent à être commercialisés, permettent de créer un dôme de surveillance radar autour d'un objet sensible. Ces systèmes compacts de la grandeur d'une canette contiennent un mini radar ULB d'une portée d'une dizaine de mètres, un système radio standard pour transmettre l'alarme en cas d'intrusion voire encore d'un système GPS pour des applications spécifiques. Ces systèmes peuvent être engagés autour d'un objet public sensible tel que bâtiment, avion ou œuvre d'art dans un musée mais également comme système d'alarme autour d'une maison ou aux abords d'une piscine afin d'éviter les noyades trop fréquentes de petits enfants échappant un court instant à la surveillance des parents.



Photo II.1 : Des radars ULB compacts et discrets permettent de créer aisément un dôme de surveillance et de sécurité autour d'objets ou de lieux sensibles - à droite le système "Guarddog" de la dimension d'une canette

b. Radar ULB pénétrant le sol (GPR)

Les systèmes GPR, pour Ground Probing Radar ou Ground Penetrating Radar, permettent d'obtenir des images très précises et détaillées du sous-sol. Le radar ULB est déplacé en surface et envoie des impulsions électromagnétiques dans le sol. L'analyse des échos reçus en retour permet de produire un profil souterrain très précis. La profondeur d'investigation varie en fonction du type de sol, de quelques mètres dans de l'asphalte ou de l'argile à plus de cent mètres dans du calcaire ou du granite voire plusieurs kilomètres dans la glace. Le choix de la fréquence de travail se situe typiquement entre 300 et 1000 MHz et est un compromis entre une basse fréquence qui permettrait des profondeurs d'investigation supérieures et une fréquence plus élevée permettant une meilleure résolution. Les GPR sont engagés actuellement dans des secteurs toujours plus variés. Dans le secteur de la construction, les GPR permettent d'établir en quelques minutes le profil souterrain d'un secteur à excaver où par exemple des conduites d'eau ou de gaz, des lignes électriques ou tout autre objet enfoui peuvent être clairement identifiés et localisés. Dans le secteur de l'entretien des routes, de tels systèmes sont montés sur un véhicule et permettent de contrôler l'état de la chaussée. Plus besoin de fermer la route et de faire des forages de contrôle, le véhicule équipé de GPR permet d'établir un profil très précis tout en roulant à vitesse normale. En Suisse, le Laboratoire fédéral

d'essai des matériaux et de recherche (EMPA) possède un tel système engagé au profit de l'Office fédéral des routes. Les GPR sont également engagés dans la construction des tunnels où il s'agit d'identifier la nature des roches à percer et d'éviter des accidents majeurs en identifiant assez tôt des veines de roches friables ou chargées d'eau. A noter que, dans ce cas, le système est utilisé en position verticale et est dénommé WPR pour Wall Probing Radar. Bien entendu, les GPR sont prisés par les géologues dans leur travail quotidien mais également par les paléontologues à la recherche de fossiles enfouis parfois sous plusieurs mètres de sable ou d'argile ou encore par les archéologues qui ne pourraient se permettre des fouilles prospectives de grande envergure dans des sites classés comme Pompeï où par exemple l'institut de géologie de l'EPFZ aide les archéologues à identifier des fondations enfouies.



Photo II.2 : Exemples d'engagement de GPR, de gauche à droite : GPR monté sur un véhicule pour le contrôle de la chaussée, GPR engagé dans l'archéologie ici à Pompeï, recherche de corps enfouis sous une dalle de béton à l'aide d'un GPR

Les GPR sont toujours plus engagés également dans le secteur des sciences criminelles où ils permettent de retrouver des cadavres ou des armes enfouies. Dans ce contexte, il est à noter que les GPR ont été utilisés en Irak récemment pour mettre à jour des charniers ou trouver des caches d'armes. Les GPR peuvent être d'une très grande utilité dans le cas de catastrophes naturelles telles que tremblement de terre, éboulement, avalanche ou encore d'attentats terroristes comme celui de septembre 2001 à New York afin de retrouver des survivants ensevelis. Dans ce contexte, un projet Suisse suivi par l'OFCOM étudie la possibilité d'engager un tel système sous un hélicoptère permettant une intervention rapide lors d'une catastrophe comme on l'a connue à Gondo en octobre 2000 où une coulée de boue avait enseveli le village. Ce système permettrait également d'établir le profil du permafrost dans les Alpes, qui a par endroit disparu sous l'effet du réchauffement de ces dernières années et où des villages risquent d'être touchés par la chute de pans entiers de glacier. Finalement, un des secteurs où les GPR sont très utiles est le domaine du déminage. En effet, on estime dans le monde à plus de 100 millions le nombre de mines anti-personnelles (APM) enfouies sur une surface dépassant les 800 000 km² et provoquant la mort ou la mutilation d'un humain toutes les 20 minutes. Sans GPR, il faudrait environ 600 ans pour nettoyer la planète des APM. En effet, les mines modernes ne sont plus métalliques mais en plastique, ce qui rend inutile l'engagement de détecteur de métaux. L'utilisation de GPR permet en plus d'identifier le type de mines enfouies, détail extrêmement important pour les démineurs qui ont affaire à des engins bien plus dangereux qu'il y a quelques années. Un projet de déminage impressionnant est celui de la "Mineseker Foundation" qui a installé un radar ULB sous un dirigeable lors d'une campagne de déminage d'envergure ces dernières années au Kosovo.

c. UWB Through Wall Imaging Radar & Building Material Analysis Systems (BMA)

Les radars ULB Through Wall permettent de voir à travers les murs ou au travers d'autres obstacles. Ces systèmes compacts de la grandeur d'un ordinateur portable sont réservés aux forces de police ou aux militaires afin de déterminer par exemple le nombre et l'équipement d'ennemis ou de preneurs d'otages retranchés dans une maison. De tels appareils existent aussi intégrés dans les boucliers anti-émeute des forces de l'ordre afin de voir ce qui se passe derrière une barricade ou à travers la fumée des gaz lacrymogènes lors de manifestations qui dégènèrent. Ces radars ne sont évidemment pas destinés au grand public, néanmoins un dérivé de cette technologie, les BMA, qui sont utilisés dans la construction afin de détecter de manière très précise les structures à l'intérieur d'un mur comme les barres de renforcement, lignes électriques ou autres conduites d'eau, pourraient bientôt devenir grand public. En effet, on peut s'imaginer à moyen terme que de tels systèmes équiperont les perceuses électriques du futur évitant ainsi au bricoleur du dimanche de percer une conduite d'eau ou une ligne électrique.



Photo II.3 : La perceuse serait équipée de senseurs ULB dérivés d'applications militaires permettant de "voir" à travers les murs.

Une dizaine de laboratoires à travers le monde travaillent sur les radars ULB pour les applications de « détection/vision à travers les murs ». Les sociétés Time Domain (USA) et Camero (Israël) sont les seules à commercialiser un tel système à ce jour. Le Lawrence Livermore National Laboratory (UK) avec le radar MIR (Micropower Impulse Radar) est capable de détecter un homme de l'autre côté d'un mur de béton de 40 cm. Le laboratoire Cambridge Consultants (UK) en est à la deuxième version de son prototype, le PRISM 200. Le Moscow Aviation Institute (Russie) a réalisé plusieurs prototypes de radar ULB fonctionnant à des fréquences différentes (de 800MHz à 1,5GHz).

D'autres sociétés ou laboratoires travaillent également sur le sujet, à part la communication relative aux projets, aucune information sur leurs prototypes n'est disponible. Ainsi, on peut citer les sociétés Satimo (France), Akela (USA), l'Université de Rome (Italie) et le département de la Défense du Canada qui est très avancé du point de vue de la simulation.

d. Radar ULB pour distinction et caractérisation des objets (ODC)

Ces systèmes ODC, pour Object Discrimination and Characterization, sont développés afin de distinguer et d'identifier clairement différents types de matériaux. Placés par exemple à proximité de la lame d'une scie circulaire, ils distinguent un morceau de bois d'un doigt qui s'approcherait dangereusement et stoppent la machine. En 2003 aux Etats-Unis, les tables à scie circulaire ont provoqué 37 000 accidents de travail, dont plus de 4 000 se sont soldés par une amputation avec des frais médicaux et sociaux estimés à près de \$ 2 milliards.

Une autre application qui va également se développer à une époque où le terrorisme devient toujours plus ingénieux concerne des détecteurs d'armes de la nouvelle génération. En effet, avec l'apparition de matériaux tels que fibres de carbone, kevlar, céramiques ou autres matériaux synthétiques très résistants, il est de plus en plus envisageable de développer des armes à feu non détectables dans les portillons standard d'aéroport où la présence de métal est déterminante.

e. Radar ULB à synthèse d'ouverture (GBSAR)

Le radar à synthèse d'ouverture GBSAR, pour Ground Based Synthetic Aperture Radar, est un radar imageur où les données reçues sont traitées afin d'obtenir une résolution très élevée. Le principe de fonctionnement de ce radar nécessite qu'il soit en mouvement par rapport à l'objet devant être observé. Dans des applications conventionnelles, ce genre de radar est fixé à un avion ou à un satellite et, comme le radar se déplace, un même point est illuminé plusieurs fois et sous différents angles. En combinant ces informations de manière complexe et à grand renfort de traitement informatique, on obtient des images d'une précision impressionnante. On citera l'exemple d'un tel radar installé dans le satellite Européen d'observation ERS-1 à une altitude de 750 km de la Terre. Il est capable de déceler des mouvements de terrain à Grindelwald sur une allée de l'ordre du millimètre! Reconnaisant la fonctionnalité de tels systèmes pour mettre rapidement en observation des falaises devenues instables, des zones sensibles susceptibles de provoquer des glissements de terrain après de fortes intempéries ou encore des constructions menaçant de s'effondrer, des systèmes SAR compacts et terrestres (Ground Based) sont développés et engagés. Ces systèmes sont placés sur un rail de quelques mètres de long et scannent en continu la zone où l'objet à surveiller détectant ainsi le moindre mouvement anormal.

f. Radar ULB à courte portée (SRR) pour l'anticollision à 24 GHz

Ce système anticollision, développé principalement par les constructeurs automobiles européens, équipe déjà des voitures de série. Il s'agit d'une combinaison de radars ULB et de radars conventionnels Doppler permettant de détecter des obstacles avec une résolution de 10 cm à 30 m de distance et de mesurer leurs vitesses de déplacement. Ces systèmes sont à courte portée (SRR), pour Short Range Radar et fonctionnent dans la bande des 24 GHz. Ces systèmes sont placés dans les pare-chocs et sur les côtés du véhicule et avertissent le conducteur d'éventuels impacts avec d'autres véhicules ou des piétons. La figure 1 donne un aperçu sur les éventuels SRR basés sur la technologie ULB pour les applications dans les véhicules. Accessoirement, il est utile pour l'aide au stationnement. Les systèmes actuels sont pour le moment passifs et se contentent d'avertir le conducteur d'un danger potentiel sans pour autant intervenir sur le système de freinage (système actif). Ce système devrait permettre une réduction des accidents de circulation standards comme les collisions arrières bien souvent dues à l'inattention; on estime qu'ainsi 88 % de ces collisions pourraient être évitées. Il faut noter que des prototypes actifs existent avec intervention automatique sur le système de freinage; De plus, les systèmes de sécurité sont alors activés à l'avance au cas où une collision ne peut être évitée. Ainsi les ceintures de sécurité se tendent et les airbags sont déclenchés avant l'impact. Ces systèmes qui équipent pour le moment des véhicules haut de gamme devraient cependant, comme ce fut le cas pour l'ABS et les airbags, équiper bientôt tous les véhicules.

Le besoin en largeur de bande ULB est défini par le type d'application. Par exemple, La prévision d'une collision routière nécessite des capacités de suivi d'objet fiables. Ainsi, le SRR doit avoir une

résolution suffisamment élevée de l'ordre du centimètre afin de détecter des petits objets et des usagers de la route comme les motocyclistes et les piétons.

g. Allocation des fréquences pour un SRR basé sur l'ULB en Europe

En 2004 et 2005, la CE (Communauté Européenne) et l'ECC (Electronic Communications Committee) de la CEPT (Conférence européenne des Administrations des postes et des télécommunications)) ont adopté des décisions qui réglementent l'introduction temporaire du spectre des SRR ULB à 24 GHz pour les véhicules en Europe jusqu'au 1er Juillet 2013 et l'allocation illimitée à 79 GHz (Figure II.15). Ce règlement a servi de base pour l'introduction sur le marché international des premiers SRR ULB dans la Mercedes-Benz Classe S en 2005.

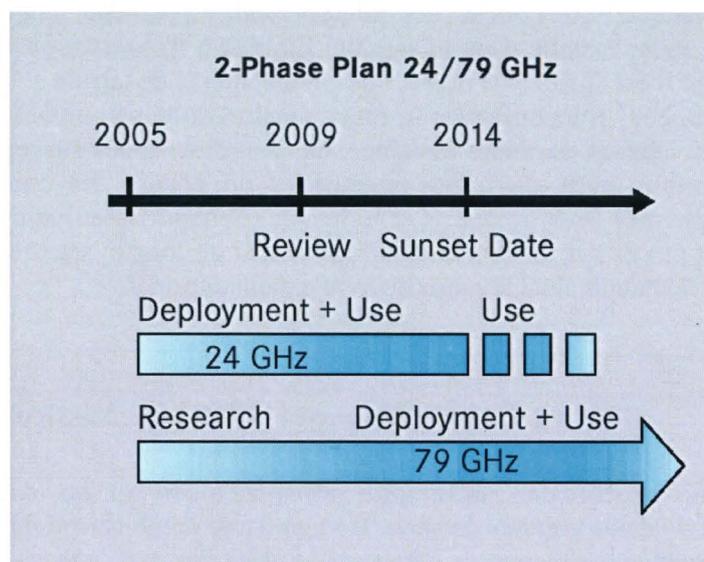


Figure II.15: Allocation de fréquences pour les radars ULB SRR en Europe

Pour favoriser le développement et le déploiement rapides et coordonnés des systèmes radar à courte portée (SRR) dans la Communauté, il est indispensable de disposer sans délai de bandes de fréquences radio harmonisées dont la stabilité et la permanence soient assurées, afin de créer un climat de confiance qui encouragera le secteur concerné à effectuer les investissements nécessaires. Afin de réaliser cette harmonisation, la Commission a confié le 5 août 2003 à la conférence européenne des administrations des postes et des télécommunications (CEPT), conformément à l'article 4, paragraphe 2 du journal officiel de l'union européen, de la décision no 676/2002/CE, un mandat visant à harmoniser le spectre radioélectrique en vue de faciliter l'introduction coordonnée de systèmes radar à courte portée (SRR) pour automobile. À l'issue des travaux exécutés dans le cadre de ce mandat, la CEPT, par l'intermédiaire de son comité des communications électroniques (ECC) a estimé que la bande des 79 GHz était celle qui se prêtait le mieux à un développement et à un déploiement permanents et à long terme des systèmes radar à courte portée. L'ECC a conclu que le fonctionnement dans cette bande devrait se faire sans brouillage et sans protection, conformément au règlement des radiocommunications adopté par l'union internationale des

télécommunications et aux spécifications techniques énoncées par l'ECC dans sa décision du 19 mars 2004.

Les résultats des travaux effectués dans le cadre du mandat confié à la CEPT concernant l'identification d'une bande permanente pour le déploiement à long terme des systèmes radar à courte portée sont acceptables et devraient être rendus applicables dans la Communauté afin de garantir la disponibilité et l'utilisation efficace du spectre radioélectrique, qui sont nécessaires à l'établissement et au fonctionnement du marché intérieur. Il convient donc d'autoriser l'utilisation des systèmes radar à courte portée dans la bande des 79 GHz le plus rapidement possible, et au plus tard le 1er janvier 2005, de manière à encourager le secteur d'activité concerné à développer, à fabriquer et à mettre sur le marché des équipements SRR fonctionnant dans cette bande.

Lors de l'utilisation des systèmes radar à courte portée, il conviendra de prendre en considération les aspects liés à la santé et à la sécurité de l'utilisateur et de toute autre personne, en tenant dûment compte de la recommandation 1999/519/CE du Conseil du 12 juillet 1999 relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz) et des dispositions de l'article 3, paragraphe 1, point a), de la directive 1999/5/CE du Parlement européen et du Conseil du 9 mars 1999 concernant les équipements hertziens et les équipements terminaux de télécommunications et la reconnaissance mutuelle de leur conformité. Les mesures prévues par la présente décision sont conformes à l'avis du comité du spectre radioélectrique,

La bande de fréquences des 79 GHz sera désignée pour l'utilisation des systèmes radar à courte portée pour automobile et sera mise à la disposition de ce service le plus rapidement possible, et au plus tard le 1er janvier 2005, sans interférence et sans protection.

La densité spectrale de puissance moyenne maximale sera de -3dBm/MHz Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) avec une limite de PIRE fixée à 55 dBm. La densité spectrale de puissance moyenne maximale résultant du fonctionnement d'un radar à courte portée ne doit pas être supérieure à -9dBm/MHz PIRE à l'extérieur du véhicule.

II.8. Présentation du système radar ULB proposé

Le système radar proposé et étudié dans ces travaux, est un radar à courte portée basé sur la technologie ULB. Il est destiné aux applications anticollisions dans les transports routiers.

Ce système a pour avantage d'être impulsif, donc en bande de base. Il est cependant possible de le transposer sur une fréquence porteuse plus intéressante (conforme aux régulations en vigueur concernant les allocations de fréquence par type d'application)

Le radar ULB (figure II.16) envoie de très courtes impulsions électromagnétiques générées par le générateur ULB.

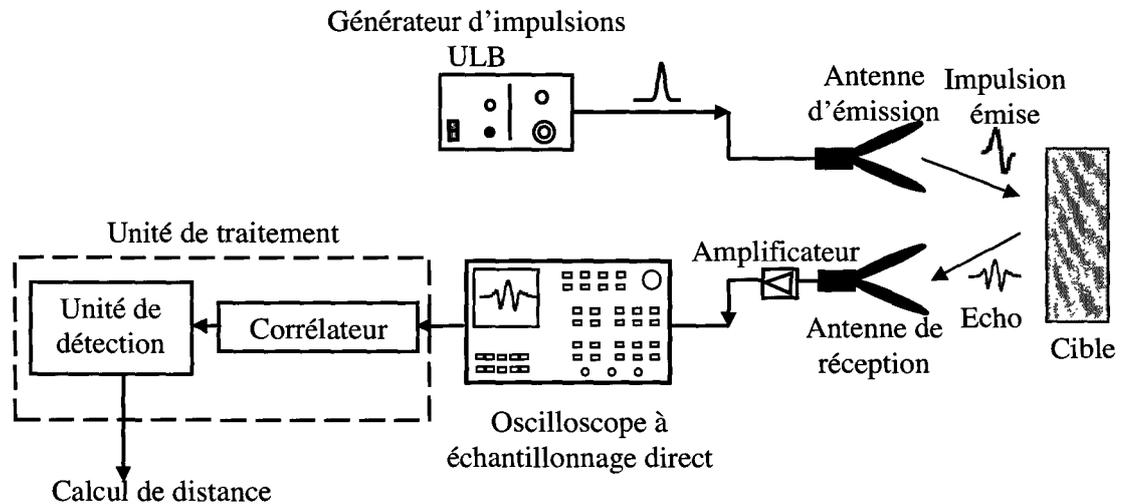


Figure II.16: Schéma synoptique du radar ULB proposé

L'impulsion sortante est transmise via une antenne adaptée, qui permet le rayonnement de tout le contenu spectral d'impulsion. Par la suite l'écho reçu, réfléchi par la cible, est corrélé avec l'impulsion de référence, afin d'en détecter la crête, en utilisant la méthode de détection par un seuil. Cette impulsion de référence correspond à l'impulsion ULB envoyée directement de l'antenne d'émission vers celle de réception afin de prendre en compte les déformations appliquées sur l'impulsion par le matériel.

II.9. Le cahier des charges du système proposé

Le système radar à réaliser doit répondre aux différents besoins des transports routiers. Ainsi, ce système doit permettre :

1. de calculer la distance séparant le véhicule d'un éventuel obstacle avec une précision élevée.
2. d'assurer le traitement de l'aspect multi-utilisateurs pour une utilisation dans le milieu réel en évitant les interférences,
3. de pouvoir reconnaître les types d'obstacles détectés afin de pouvoir en éliminer ceux qui ne représentent pas de danger et de faciliter la phase de suivi d'obstacles (Tracking)
4. de permettre d'associer, dans un avenir proche, la communication à la fonctionnalité de détection de ce radar, pour un système coopératif [ElHillali 05].

Ce Système radar doit répondre aux exigences précédentes tout en restant un système bon marché d'où l'utilisation de la technologie ULB pour le système radar proposé. Les points traités dans cette thèse tentent à répondre à ces exigences. Ils s'organisent comme suit :

Dans le chapitre III, nous étudierons les formes d'onde permettant d'obtenir une bonne précision (exigence 1) et par la suite les techniques d'accès multiples (exigences 2 et 4). Dans le chapitre IV, les récepteurs les mieux adaptés seront développés (exigences 1 et 4) ainsi qu'une technique de reconnaissance d'obstacle sera proposée (exigence 3).

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie Ultra Large Bande, son principe, son historique ainsi que ses avantages et inconvénients, puis nous avons détaillé les dernières normalisations mondiales de cette technologie ainsi que les types de modulations et accès multiple utilisées. Ensuite nous avons recensé les applications à ce jour de la technologie ULB dans différents domaines. Enfin nous avons présenté le radar proposé pour nos travaux et établi le cahier des charges auquel ce système doit répondre. Le premier problème rencontré pour la réalisation du système est le choix de la forme d'onde à utiliser. Ce choix est une étape importante dans l'élaboration d'un système émetteur / récepteur Ultra Large Bande. En effet, le bon choix de ce paramètre permet une réception moins complexe, plus rapide et plus efficace. Dans le chapitre suivant, dans un premier temps, les différentes formes d'ondes ULB seront présentées et comparées afin de choisir l'impulsion la plus adéquate pour l'application radar ULB. Ensuite une comparaison des techniques DS-CDMA ULB basées sur les codes de Gold et séquences pseudo-aléatoires sera effectuée afin de choisir le meilleur code pour notre application dans un contexte multi-utilisateurs.

Bibliographie du chapitre II:

[Aubert 05] : L-M .Aubert « Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB (Ultra Wide Band) » INSA de Rennes, Novembre 2005.

[Babour 09] : L. Babour « Etude et conception d'antenne Ultra Large Bande miniaturisées en impulsions » thèse de doctorat de l'institut polytechnique de Grenoble, mai 2009

[Barret 00]: T. W., « History of Ultra Wide Band (UWB) radar & communications: pioneers and inventors », Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, MA, July 2000

[Bennett 78]: C. L. Bennett et G. F. Ross, « Time-domain electromagnetics and its application », IEEE Proceedings, vol. 66, no 3, pages 299–318, mars 1978.

[Brodersen 03] R. Brodersen – « CMOS for Ultra Wideband and 60 GHz Communications »- Presented at Oakland-East Bay IEEE ComSoc Meeting, September 2003, [Online]. Available at: http://www.comsoc.org/oeb/Past_Meetings.htm.

[Cavalec 01] : K. Cavalec-Amis, « Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale ». Thèse de doctorat de l'université de Rennes 1, Département Signal et Communications, ENST Bretagne, Décembre 2001.

[Cea]: <http://www.cea-technologies.com/articles/article/493/fr>

[CEPT 05] CEPT/ECC - « The Protection Requirements of Radiocommunication Systems below 10,6 GHz from Generic UWB Applications » - ECC Report 64, 2005.

[CEPT 06] CEPT – ECC - « ECC Decision of dd mm 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10,6 GHz » - February 2006 draft (ECC/DEC/(06)AA) - Document 13_33-A8R0_Annex8_draft ECC, AA_Modifications proposed by TG3, Dec 2006.

[Cybion] http://www.cybion.fr/pages/presse/joel_wimedia.html

[Danijela 05] Danijela Cabric, Mike S.W. Chen, David A. Sobel, Jing Yang And Robert W. Brodersen - « Future Wireless Systems : UWB, 60GHz, and Cognitive Radios » - IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2005.

[ElBahhar 01]: F. Elbahhar, A. Rivenq-Menhaj, J.M. Rouvaen and M. Heddebaut, « Inter-Vehicle communication based on Ultra-Wide Band techniques » , Proc. Telecomm 2001, Casablanca, Maroc, pp. 58-61, March 2001.

[ElBahhar 03] F.Elbahhar. « Conception d'un system de communication ultra large band appliqué aux transports » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, November 2003.

[ElHillali 05] Y. E. HILLALI, « Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés » Thèse de doctorat de l'UVHC, décembre 2005.

[ETSI 05] ETSI – « Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band (UWB) technology for communication purposes in the frequency range 3,1 GHz to 10,6 GHz; Harmonized EN covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive » - European Standard, ETSI EN 302 065 Draft v0.0.1, December 2005.

[FCC 98]: FCC - « Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry » - Rapport, Federal Communications Commission, 1998.

[FCC 00]: Federal Communication Commission. « Notice of proposed rule making », FCC 00-163, Et Docket 98-153, In the matter of revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra wideband transmission system, Washington, 11 may 2000.

[FCC 02] FCC - « First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems » - Document technique Et Docket 98-153, FCC, Avril 2002.

[Fontana 97]: R. J. Fontana et al., « An Ultra Wideband Communications Link for Unmanned Vehicle Applications » Proc. Assn. for Unmanned Vehic. Syst. 1997 International Conference, Baltimore, 3-6 June 1997.

[Fowler 90] C. Fowler, J. Entzminger, et J. O. Corum -« Assessment of ultra wideband (UWB) technology » - IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 5, n° 11, pages 45–49, novembre 1990.

[GIUS 03] Giuseppe Durisi, Sergio Benedetto., - "Performance Evaluation and Comparison of Different Modulation Schemes for UWB Multiaccess Systems.", presented at ICC 2003, Anchorage USA.

[Guo 07] Nan Guo, Robert C. Qiu, Shaomin S.Mo, et Kazuaki Takahashi – « 60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results » - EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2007, Article ID 68253, 8 pages.

[Harmuth 69]: Harmuth, H.F., « Transmission of Information by Orthogonal Functions », First Edition, Springer, New York, 1969.

[Hocor 02] R.Hocor and H. Tomlinson, « Delay-hopped transmitted-reference RF communications », IEEE Conference on Ultra Wideband System and Technologies, pp. 265-269, May 2002, Baltimore, USA.

[Lamari 07] : Lamari A. « Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, janvier 2007.

[Lombard 07]: P. Lombard, « Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybride optique-radio », thèse de doctorat de l'université Joseph Fourier de Grenoble, décembre 2007

- [Niknejad 07] A.M. Niknejad - « 0-60 GHz in Four Years: 60 GHz RF in Digital CMOS » - IEEE Solid State Circuits 2007.
- [OJEU 07] Official Journal of the European Union - « On allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community » - Commission Decision of 21 February 2007.
- [Orndorff 04] A. Orndorff, « Transceiver Design for Ultra-Wideband Communications ». Blacksburg, Va : University Libraries, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004
- [Pecastaing 01]: L. Pecastaing, “Conception et réalisation d’un système de génération d’impulsions haute tension ultra brèves, application aux radars large bande », thèse de doctorat de l’université de Pau et des pays de l’Adour, Décembre 2001
- [Ramirez 01] F. Ramirez-Mireles, « Performance of ultra wideband SSMA using time hopping and M-ary PPM », IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 19, no. 6, pp. 1186-1196, June 2001.
- [R&R 72-87] : Ross et Robbins (R & R) de brevets, 1972-1987.
- [Robbins 72]: Robbins, K. w., « short baseband pulse receiver. » U.S. Patent 3,662,316 dated May 9, 1972.
- [Ross 68]: Ross, G.F., « A Time Domain criterion for the design of wideband radiating elements ». IEEE Trans. on Antennas & Propagation, 16, 355, 1968.
- [Ross 73] : Ross' US Patent 3728632 du 17 avril 1973.
- [Sakkila 05] L. Sakkila « Détection du type de modulation et synchronisation », Mémoire de DEA Juillet 2005.
- [Saleh 89] J. A. Salehi, “Code division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part I: Fundamental Principles”, IEEE Trans. Commun., vol. 37, no. 8 Aug. 1989.
- [Scholtz 97] R. A. Scholtz et M. Z. Win, ((Impulse Radio)). Invited Paper, IEEE PIMRC 97, Helsinki, 1997
- [Scholtz 93] R. A. Scholtz, ((Multiple Accesses with Time-Hopping Impulse Radio)). Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, pages 447–450, 1993.
- [Soumu 06] Press release
http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/news060202_1.html.
- [Taylor 95]: Taylor, James D. et al « Introduction to Ultra Wideband radar system », James D. Taylor Editor, CRC Press, Boca Raton, 1995, 670 p.
- [Thiam 09]: Mémoire de Stage « Etude et implémentation d’un système de communication WiMedia » THIAM Mame Penda, juin 2009.
- [URSI 06] : Union Radio Scientifique Internationale, Comité National Français de Radioélectricité Scientifique « Régulation et Normalisation pour les Communications Ultra Large Bande (UWB) »

journées scientifiques du CNFRS « vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives », paris, 28 et 29 mars 2006.

[Van 77]: Van Etten, P., « The present technology of impulse radars. », Int. Radar Conf. Proc., Oct, 535- 539, 1977.

[Win 98]: M. Z. Win and R. A. Scholtz, « On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments. », IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 9, pp. 245–247, Sept. 1998.

[Withington 98]: Withington, P. « Impulse Radio Overview », Time Domain Corporation,

[Wiki]:<http://fr.wikipedia.org/wiki/ZigBee>

[Zigbee]: www.zigbee.org

Chapitre III:
Etude des formes
d'ondes et de
multiplexage pour le
radar ULB

Introduction

Le choix de la forme d'onde adéquate ainsi que le type de codage adapté pour la réalisation de l'accès multiple est une étape importante dans la réalisation d'un système ULB. En effet, ces paramètres contribuent à l'optimisation des performances à la réception en termes de rapidité, de précision, d'efficacité et de réduction de taux de fausses alarmes. Concernant les formes d'ondes, les seules impulsions utilisées pour les radars ULB se limitent aux formes d'ondes classiques telles la gaussienne et la monocycle. Par ailleurs, peu d'études ont été consacrées aux techniques d'accès multiple pour les radars ULB. Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à ces deux aspects afin de mieux répondre aux exigences de notre cahier de charges.

Ainsi, la première partie est consacrée à la présentation des différentes formes d'ondes presenties pour la réalisation du système radar ULB. Une comparaison de leurs performances en termes de précision et de dynamique sera présentée.

La seconde partie de ce chapitre sera dédiée à l'aspect accès multiple. Il s'agit d'assurer la cohabitation entre plusieurs véhicules équipés de radar sans interférences. Nous aborderons ainsi l'étude des différents codes utilisés en CDMA. D'autres techniques de multiplexage seront aussi proposées et évaluées.

III.1. Les différentes formes d'ondes ULB

Les formes d'ondes qui peuvent être utilisées pour générer des impulsions Ultra Large Bande, de l'ordre de la nanoseconde, sont nombreuses. Ces impulsions ultra brèves peuvent être générées en utilisant des formes d'ondes classiques de type impulsion gaussienne et ses dérivées (impulsion monocycle, ...) ou des nouvelles formes d'ondes basées sur des polynômes orthogonaux tels que les polynômes de Gegenbauer ou encore d'Hermite. Celles-ci ont été développées aux laboratoires IEMN_DOAE et INRETS-LEOST pour des applications de communication [Elbahhar 03] [Lamari 07]. Nous proposons ici l'adaptation de ces signaux à l'application concernée par cette thèse : la détection et la reconnaissance d'obstacles.

III.1.1. Formes d'ondes classiques

Les formes d'ondes ULB les plus utilisées sont basées sur l'impulsion gaussienne et ses dérivées.

a. L'impulsion Gaussienne

Pour les essais expérimentaux, la forme d'onde la plus simple à générer, avant l'achat du générateur ULB, est l'impulsion gaussienne, représentée par l'équation suivante [Barret 00] :

$$g(t) = A \exp\left(-2\pi \left(\frac{t}{T_g}\right)^2\right) \quad \text{III.1}$$

avec : A : amplitude de l'impulsion gaussienne en volt.
 t : le temps en seconde.
 T_g : la largeur de l'impulsion en seconde.

La symétrie de l'impulsion gaussienne (Figure III.1) autour du pic est un critère d'efficacité de cette forme d'onde pour la transmission en ULB et de sa propriété de dérivée qui conserve une loi gaussienne.

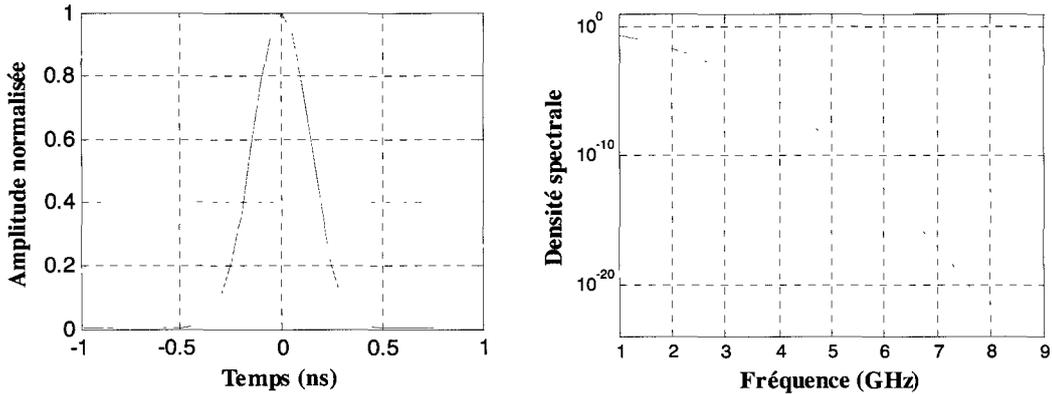


Figure III.1 : La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Gaussienne

b. L'impulsion monocycle

C'est une impulsion de très courte durée, de l'ordre de la nanoseconde (figure III.2). Elle est généralement modélisée comme la première dérivée de la fonction Gaussienne si on la considère comme le signal après l'antenne d'émission [Carlberg 00] :

$$m(t) = -6A \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \frac{t}{T_m} \exp\left(-6\pi \left(\frac{t}{T_m}\right)^2\right) \quad \text{III.2}$$

avec A : amplitude de l'impulsion monocycle en volts
 t : temps en seconde
 T_m : largeur de l'impulsion en seconde

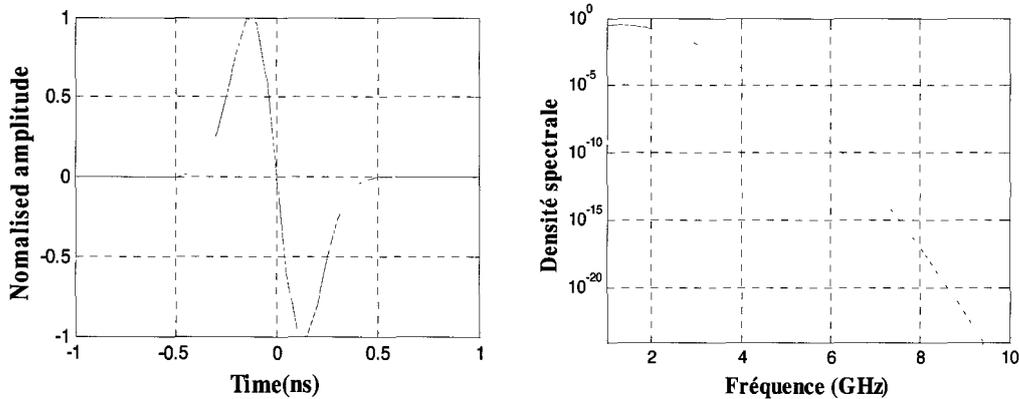


Figure III.2 La représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion Monocycle

La $n^{\text{ième}}$ dérivée de l'impulsion Gaussienne peut être obtenue en utilisant l'expression suivante:

$$p^n(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} g^{(n-1)}(t) \quad \text{III.3}$$

III.1.2. Les nouvelles formes d'ondes proposées : Les polynômes orthogonaux

En mathématiques, une suite de polynômes orthogonaux est une suite infinie de polynômes $p_0(x), p_1(x), p_2(x) \dots$, dans laquelle chaque $p_n(x)$ a un degré n et de telle sorte que les polynômes de la suite sont orthogonaux deux à deux, au sens où le produit scalaire généralisé de deux ordres différents de ces polynômes est égal à zéro :

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x) dx = 0 \quad \text{III.4}$$

avec $[a,b]$ l'intervalle de définition des polynômes orthogonaux.

Plus généralement, nous pouvons introduire une "fonction poids" $W(x)$ caractéristique de la famille de polynômes orthogonaux considérée (W doit être positive sur l'intervalle d'intégration).

$$\langle P_n, P_m \rangle = \int_a^b P_n(x) P_m(x) W(x) dx = 0 \quad \text{III.5}$$

L'intervalle d'intégration est appelé intervalle d'orthogonalité. Il peut être infini à une ou deux bornes.

a. Les fonctions de Gegenbauer

Les polynômes de Gegenbauer sont définis sur l'intervalle [-1,1] et satisfont l'équation différentielle du deuxième ordre définie comme suit [ElBahhar 05] :

$$(1-x^2)\ddot{G}(n, \beta, x) - (2\beta+2)x\dot{G}_n(x) - n(n+2\beta+2)G_n(x) = 0 \quad \text{III.6}$$

$$\beta > -1$$

Les différents ordres des polynômes de Gegenbauer sont reliés par l'équation:

$$G(n, \beta, x) = 2\left(1 + \frac{n+\beta-1}{n}\right)xG(n-1, \beta, x) - \left(1 + \frac{n+2\beta-2}{n}\right)G(n-2, \beta) \quad \text{III.7}$$

pour $n > 1$

La fonction poids de ces polynômes est:

$$w(x, \beta) = (1-x^2)^{\beta-1/2} \quad \text{III.8}$$

Pour être utilisable dans des systèmes de communication ULB, le signal généré par ces polynômes doit être très court et demeurer borné aux extrémités de l'intervalle de définition. Pour cela, les ordres de ces polynômes $G(n, \beta, x)$ sont multipliés par un facteur qui correspond à la racine carrée de la fonction poids de cette famille de polynômes [ElBahhar 05].

En général nous avons:

$$\int w(x, \beta)G(m, \beta, x)G(n, \beta, x) = 0 \quad \text{III.9}$$

Les fonctions modifiées de Gegenbauer (FMG) sont données par l'équation suivante:

$$G_u(n, \beta, x) = \sqrt{w(x, \beta)} * G(n, \beta, x) \quad \text{III.10}$$

Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont donnés par :

$$\begin{aligned} G_u(0,1, x) &= 1 * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(1,1, x) &= 2x * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(2,1, x) &= (-1+4x^2) * (1-x^2)^{1/4} \\ G_u(3,1, x) &= (-4x+8x^3) * (1-x^2)^{1/4} \end{aligned} \quad \text{III.11}$$

Cas particulier où $\beta=1/2$, on retrouve les polynômes de Tchebychev.

La figure III.3 illustre une représentation temporelle et fréquentielle des quatre premiers ordres des Gegenbauer modifiés avec $\beta=1$.

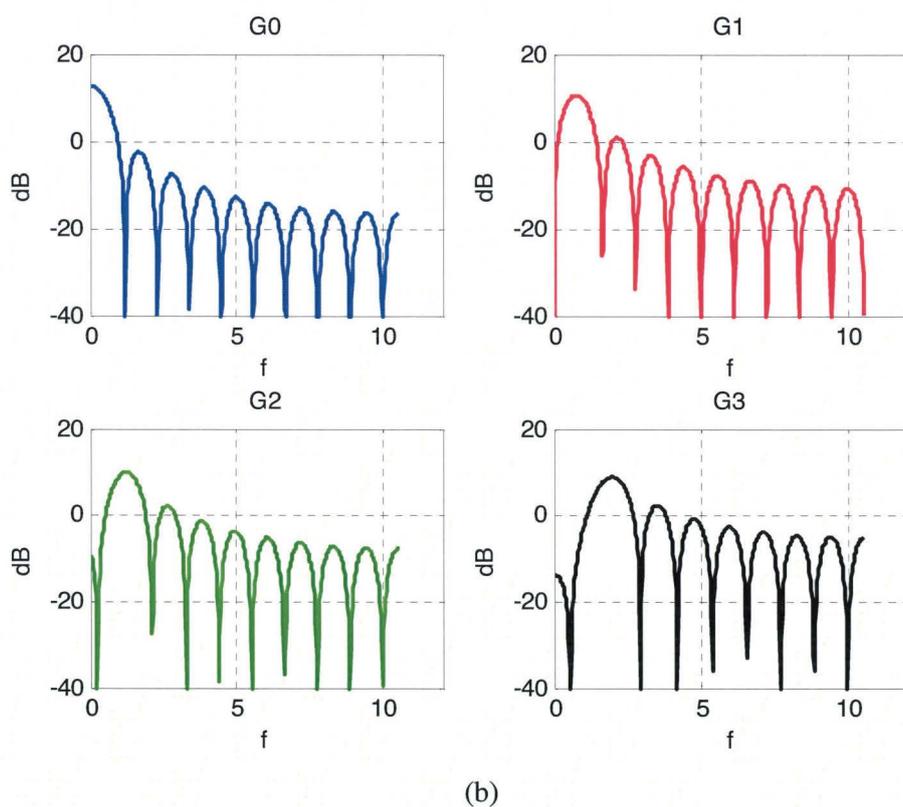
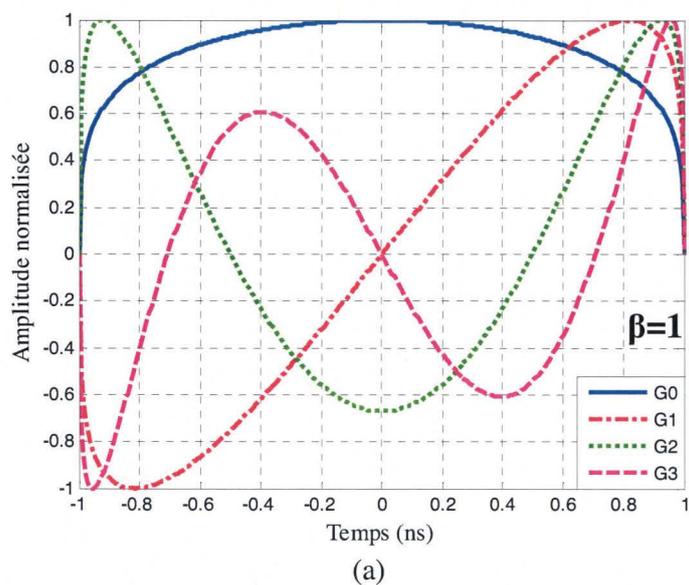


Figure III.3 Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des quatre premiers ordres de la fonction de Gegenbauer

Les figures III.4 et III.5 présentent respectivement les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation des impulsions générées par la fonction de Gegenbauer modifiée pour $n = 0, 1, 2, 3$.

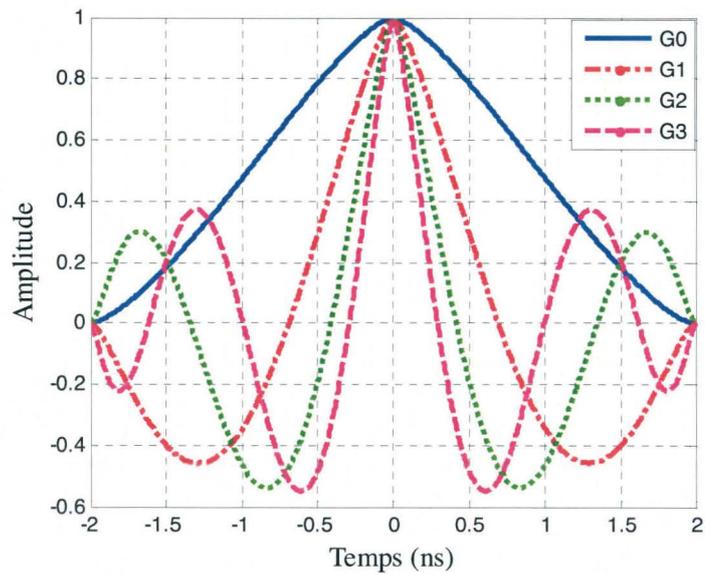


Figure III.4 : Les autocorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées.

D'après la figure III.4, nous remarquons que plus l'ordre de l'impulsion croît, plus le pic d'autocorrélation devient fin. Nous verrons plus loin que cette propriété est très intéressante pour la fonctionnalité détection du radar.

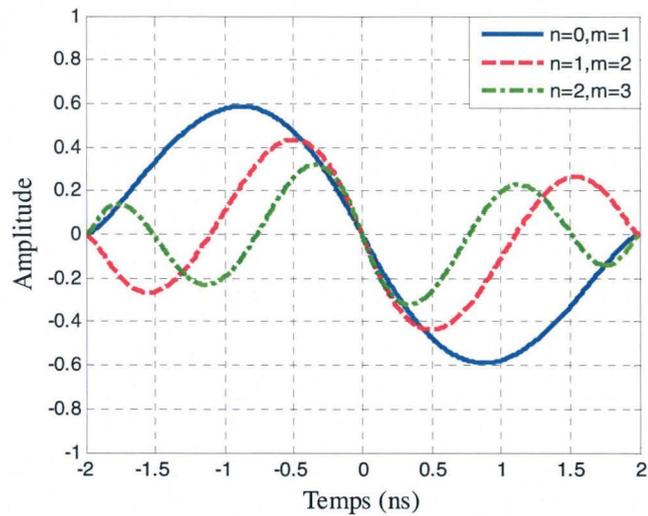


Figure III.5 : Les intercorrélations des fonctions de Gegenbauer modifiées.

b. Les fonctions d'Hermite

Les polynômes d'Hermite sont des polynômes orthogonaux définis sur l'intervalle $]-\infty, +\infty[$ [Lachlan 02], avec une fonction poids définie par :

$$H(x) = e^{-x^2} \quad \text{III.12}$$

Ces polynômes satisfont l'équation différentielle du deuxième ordre suivante :

$$H_n''(x) - 2xH_n'(x) + 2nH_n(x) = 0 \quad \text{III.13}$$

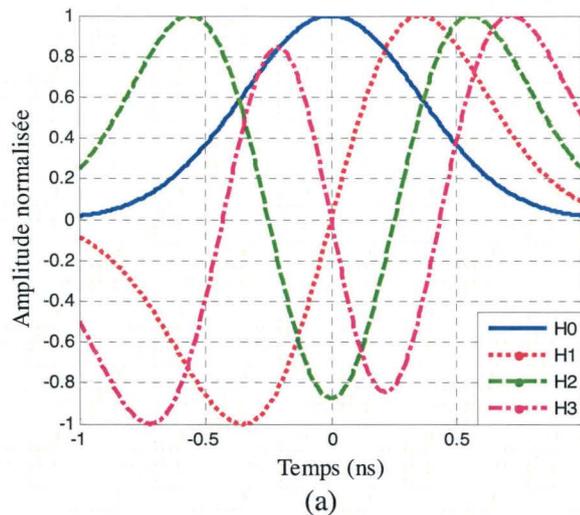
Les différents ordres des polynômes d'Hermite sont reliés par l'équation :

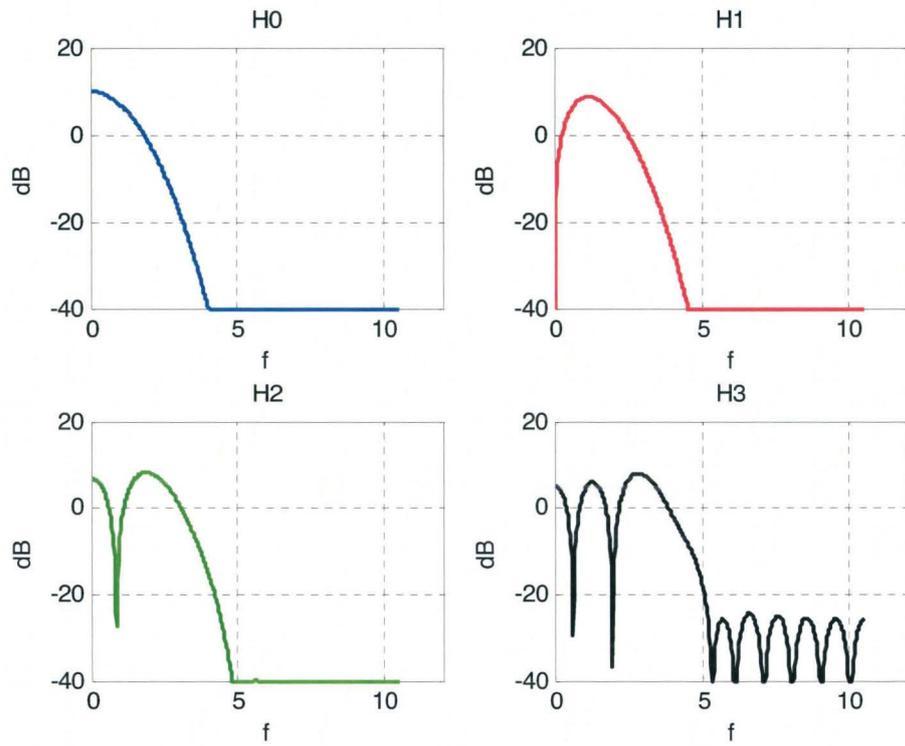
$$H_n(x) = (-1)^n e^{x^2} \frac{d^n}{dx^n} e^{-x^2} \quad \text{III.14}$$

Les quatre premiers ordres de ces fonctions sont donnés par :

$$\begin{aligned} H_0(x) &= 1 \\ H_1(x) &= 2x \\ H_2(x) &= 4x^2 - 2 \\ H_3(x) &= 8x^3 - 12x \end{aligned} \quad \text{III.15}$$

La figure III.6 illustre une représentation temporelle et fréquentielle des quatre premiers ordres des polynômes d'Hermite.





(b)

Figure III.6 : Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) des quatre premiers ordres de la fonction d’Hermite

De la même manière que pour les fonctions de Gegenbauer, les figures III.7 et III.8 représentent les fonctions d’autocorrélation et d’intercorrélation des quatre premiers ordres de la fonction d’Hermite

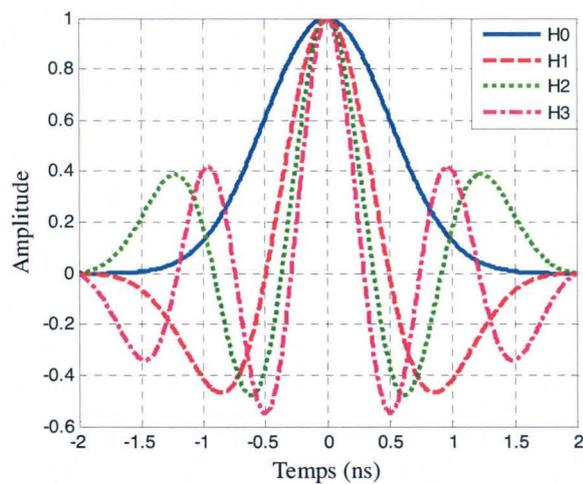


Figure III.7 : Les autocorrélations des fonctions d’Hermite modifiées

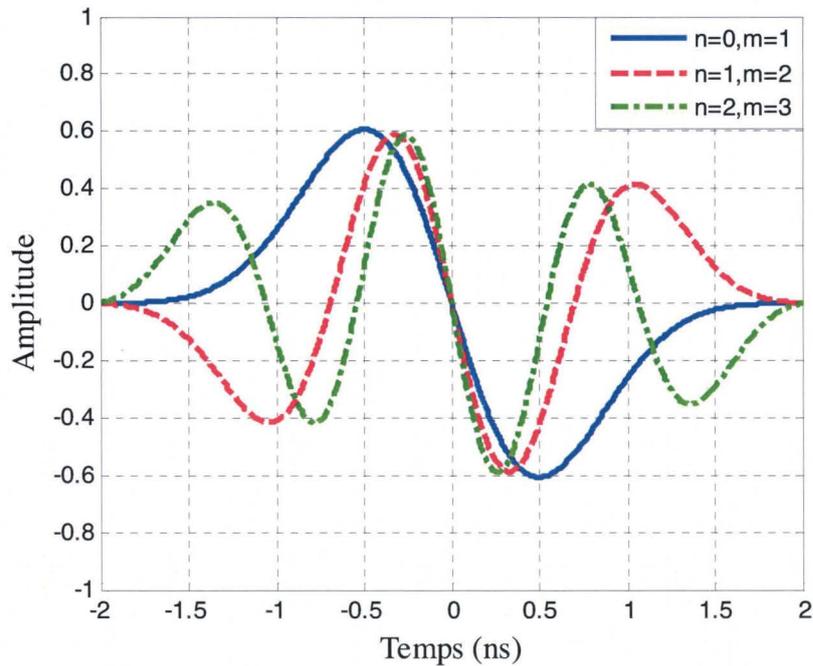


Figure III.8 : Les intercorrélations des fonctions d'Hermite modifiées.

III.2. Résultats de simulation

La réalisation d'un système ULB [ElBahhar 01] en général et d'un radar ULB en particulier, exige le choix de la forme d'onde. Le bon choix de ce paramètre permet l'optimisation des performances à la réception et réduit la complexité de son implémentation. Dans le but de choisir la forme d'onde la plus adéquate pour la fonctionnalité radar, nous allons comparer, dans le paragraphe suivant, les fonctions d'autocorrélation des différentes formes d'onde, en simulation dans un premier temps, puis en utilisant des signaux réels dans un deuxième temps.

Pour chaque étape, les fonctions d'autocorrélation des quatre premiers ordres de la fonction de Gegenbauer seront comparées en termes de dynamique et de largeur de pic. Pour établir un bon critère de choix du radar, on a été amené à définir un rapport entre la dynamique D (la différence entre l'amplitude du pic de corrélation et l'amplitude maximale des lobes secondaires figure III.9) et la largeur du pic L à -3dB . Ceci a permis d'établir que, plus ce rapport est grand, meilleure seront les performances du radar. En effet ce rapport D/L traduit exactement les performances exigées pour le radar à savoir une bonne dynamique (D maximal) et une bonne précision (une largeur de pic L minimale).

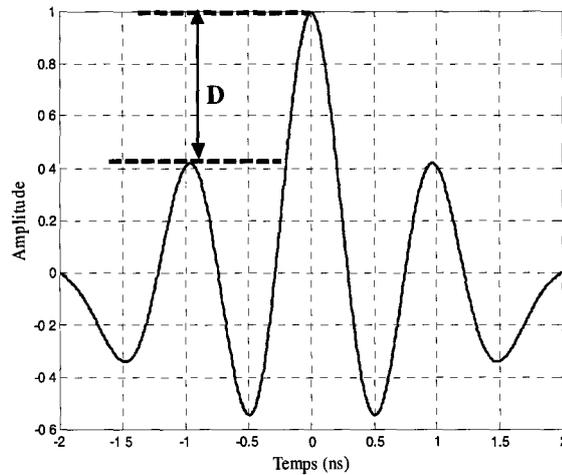


Figure III.9 : Définition de la dynamique

Ce rapport sera calculé pour chaque famille de formes d'ondes (Gegenbauer et Hermite) afin de choisir les ordres qui donnent les meilleures performances. Puis elles seront comparées à celles des autres formes d'ondes (monocycle et gaussienne).

À partir des résultats d'autocorrélation des fonctions Hermite et Gegenbauer présentés dans les figures III.4 et III.6, nous établissons une comparaison entre les paramètres de ces fonctions dans le tableau III.1.

Formes d'onde	La dynamique (D(v))	La largeur du pic (L(ns))	Le rapport (D/L(v/ns))
G0	1	1,93	0,52
G1	1	0,75	1,33
G2	0,7	0,44	1,59
G3	0,63	0,31	2,03
H0	1	1,17	0,85
H1	1	0,62	1,61
H2	0,61	0,47	1,30
H3	0,58	0,37	1,57

Tableau III.1: Comparaison des quatre premiers ordres des fonctions de Gegenbauer et d'Hermite par simulation

On remarque que le rapport entre la dynamique et la largeur de pic de corrélation le plus élevé est obtenu avec l'ordre 3 de la fonction Gegenbauer et l'ordre 1 de la fonction Hermite.

Nous avons ensuite comparé les fonctions d'autocorrélation de ces deux formes d'ondes avec celles des impulsions Gaussienne et Monocycle. Le résultat est montré dans la figure III.10 et la synthèse des calculs (dynamiques, largeur du pic et le rapport) est présentée dans la tableau III.2.

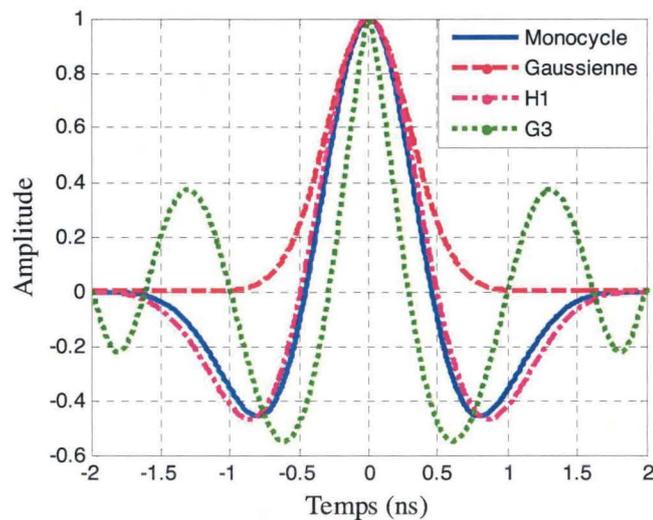


Figure III.10: Comparaison entre les fonctions d'autocorrélation de G3, H1, l'impulsion Gaussienne et l'impulsion Monocycle.

Formes d'onde	La dynamique (D(v))	La largeur du pic (L(ns))	Le rapport (D/L(v/ns))
H1	1	0,62	1,61
G3	0,63	0,31	2,03
Impulsion Monocycle	1	0,57	1,75
Impulsion Gaussienne	1	0,71	1,41

Tableau III.2 : Comparaison entre H1, G3, l'impulsion Monocycle et l'impulsion Gaussienne par simulation

En considérant uniquement le rapport entre la dynamique et la largeur du pic de corrélation, ces comparaisons montrent que l'impulsion G3 (l'ordre 3 de la fonction Gegenbauer) est la meilleure suivie de l'impulsion Monocycle et l'impulsion H1 (l'ordre 1 de la fonction Hermite). Elles offrent une meilleure précision pour l'application détection pour ce radar ULB. Ces résultats de simulation seront confortés par des tests expérimentaux dans un environnement réel.

III.3. Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les comparaisons expérimentales effectuées avec les formes d'ondes étudiées auparavant. Ces mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque afin de prendre en compte d'une part, les effets des équipements et d'autre part, de s'affranchir des bruits ambiants dans une première approche.

Ces formes d'ondes ont été générées, pour les besoins d'expérimentations, à l'aide d'un générateur d'impulsions ULB avec une fréquence d'échantillonnage de 20 Géch/sec. Le récepteur comporte un oscilloscope à échantillonnage direct à 40 Géch/sec, 12 GHz de largeur de bande et 8 bits de précision. Deux antennes de type « Vivaldi » (photo1) sont utilisées pour ces mesures, une en l'émission et une en réception. Il s'agit d'antenne à motifs périodiques, où chaque motif possède une ouverture progressive qui permet un passage progressif de l'impédance de la ligne (ou du guide) à l'espace libre, comme pour une antenne cornet. Les antennes « Vivaldi » sont souvent large bande ou double bande. Elles fonctionnent dans la bande de fréquences allant de 700 MHz à 18 GHz. La réponse fréquentielle d'une antenne « Vivaldi » est donnée dans la figure III.11 suivante.

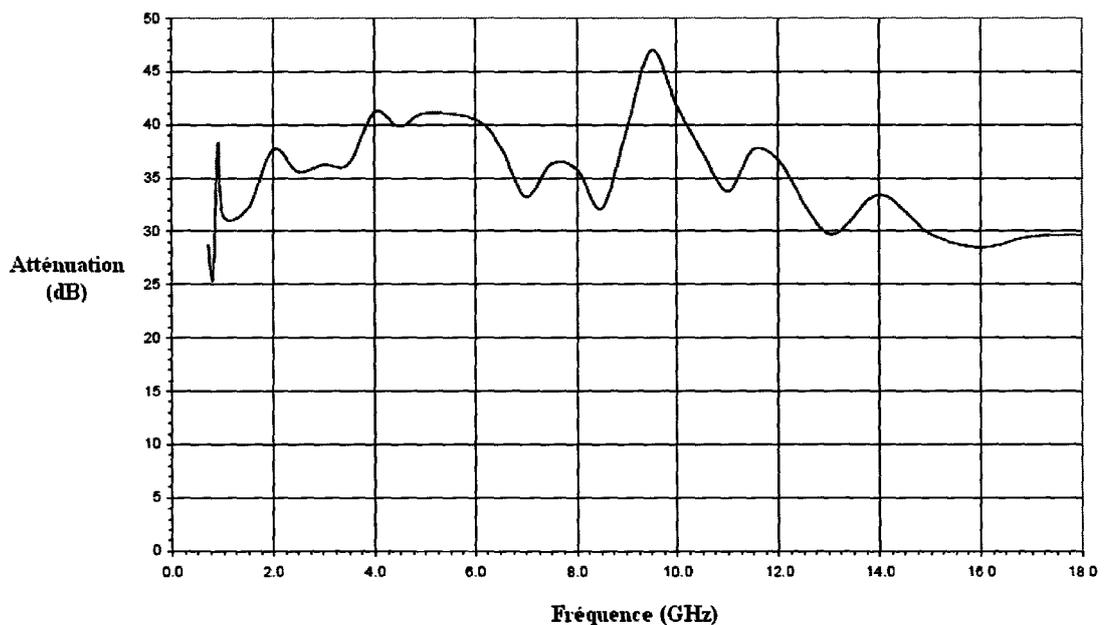


Figure III.11 : Réponse fréquentielle d'une antenne Vivaldi.

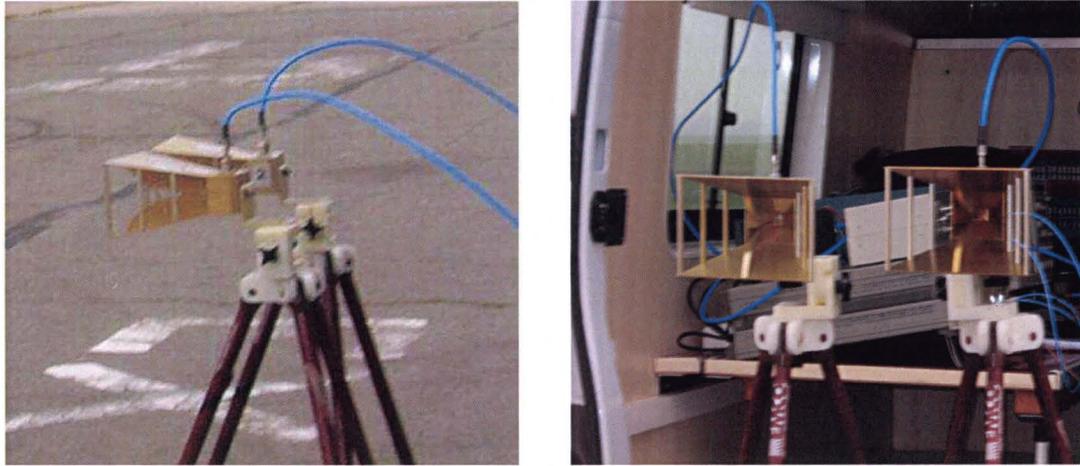


Photo 1 : Antennes de type Vivaldi

La configuration émetteur/récepteur est présentée par la figure III.12. Ce radar envoie les impulsions ULB ultra brèves produites par le générateur ULB à travers l'antenne d'émission. Après réflexion sur l'obstacle, le signal reçu est corrélé avec le signal de référence afin de détecter le pic de corrélation et de calculer la distance de la source à l'obstacle, par la méthode de détection de seuil.

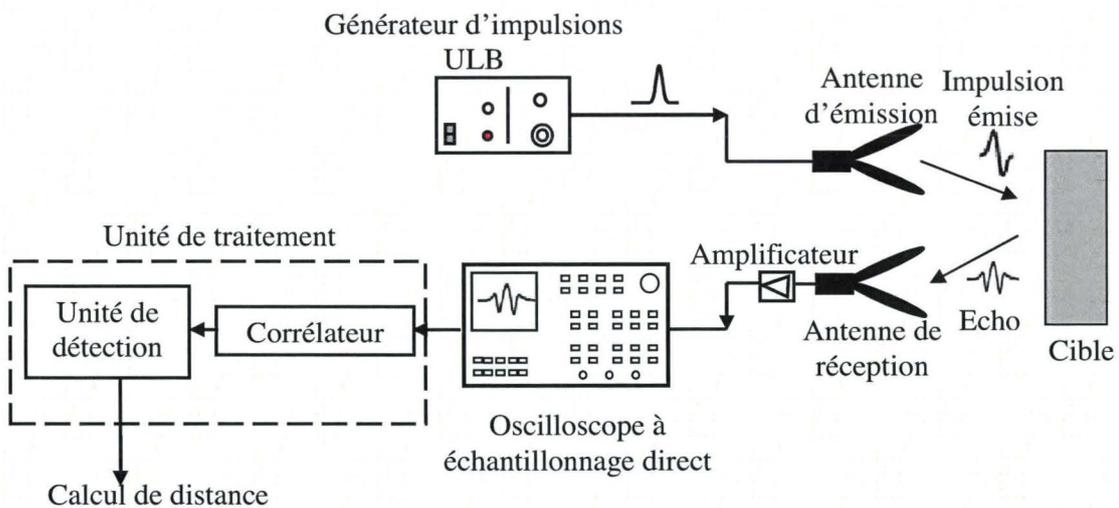


Figure III.12: Schéma synoptique du radar ULB mono-utilisateur

Pour calculer la distance entre le radar et l'obstacle, on mesure le temps de retard Δt entre l'émission et la réception (figure III.13). Cette distance est donnée par l'équation III.16:

$$d = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \quad \text{III.16}$$

où c est la vitesse de la lumière

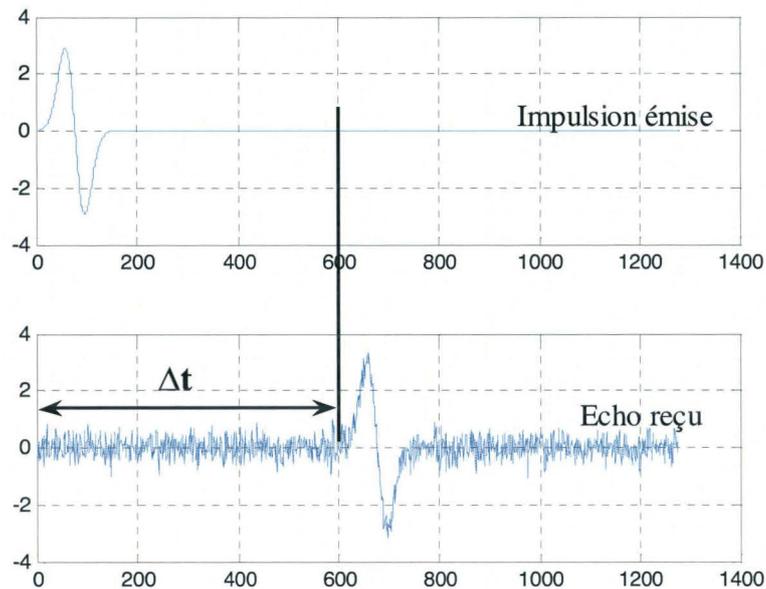


Figure III.13: Le retard entre l'impulsion envoyée et l'écho reçu

Afin de déterminer la position de l'obstacle, le signal reçu est corrélé avec le signal de référence. Ce signal de référence est obtenu après passage par les deux antennes placées face à face. Ainsi, nous tenons compte de l'effet de dérivation et d'atténuations par les antennes d'émission et réception tout en nous affranchissant de l'effet du canal. La distance séparant la source de l'obstacle est calculée en utilisant la méthode de détection de seuil.

Dans cette partie expérimentale, dans le but de comparer les performances des différentes formes d'ondes, on a utilisé le signal reçu en l'absence d'obstacle dans la chambre anéchoïque. Ce signal correspond donc à la fuite du signal entre les deux antennes, il présente la forme d'onde déformée par le matériel sans l'effet du bruit. Les comparaisons, effectuées précédemment, utilisant des configurations, dans la partie simulations, seront réalisées avec des signaux réels.

Les fonctions d'autocorrélation des 4 premiers ordres des fonctions de Gegenbauer et d'Hermite sont illustrées respectivement dans les figures III.14.a et III.14.b La comparaison entre la dynamique, la largeur du pic de corrélation ainsi que le rapport entre ces deux paramètres, est montrée dans le tableau III.3.

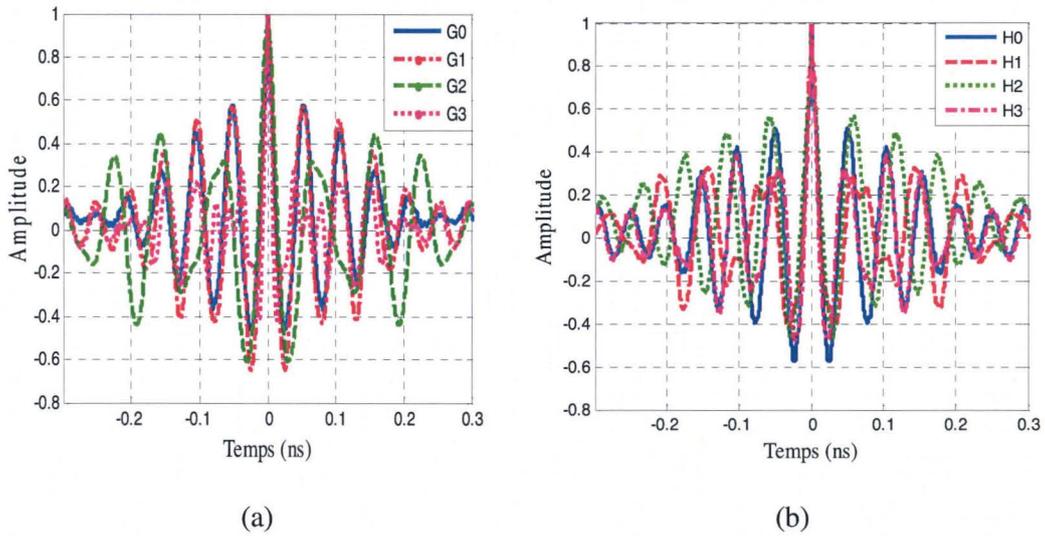


Figure III.14: Comparaison expérimentale entre les fonctions d'autocorrélation des quatre premiers ordres des fonctions de Gegenbauer (a) et d'Hermite (b)

Formes d'onde	La dynamique (D(v))	La largeur du pic (L(ns))	Le rapport (D/L(v/ns))
G0	0,42	0,062	6,77
G1	0,43	0,066	6,51
G2	0,59	0,060	9,83
G3	0,71	0,042	16,90
H0	0.49	0,060	8,17
H1	0.70	0,047	14,89
H2	0,44	0,063	6,98
H3	0,61	0,054	11,29

Tableau III.3 : Comparaison expérimentale des quatre premiers ordres des fonctions de Gegenbauer et d'Hermite.

De la même façon que les simulations, nous avons comparé les fonctions d'autocorrélation des deux formes d'ondes retenues avec celles des impulsions Gaussienne et Monocycle. Le résultat est montré dans la figure III.15, et la synthèse des calculs des dynamiques, largeurs du pic et leurs rapports, est présentée dans le tableau III.4.

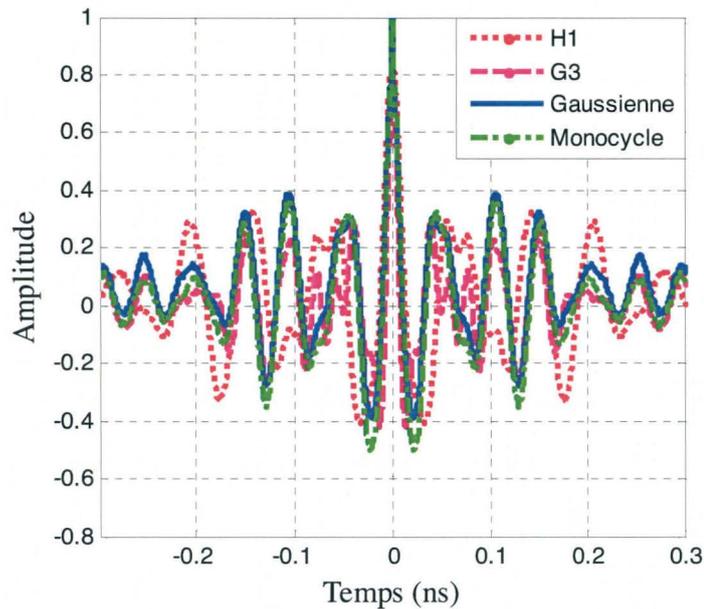


Figure III.15: Comparaison expérimentale entre les fonctions d'autocorrélation de G3, H1 et les impulsions Gaussienne et Monocycle.

Formes d'onde	La dynamique (D(v))	La largeur du pic (L(ns))	Le rapport (D/L(v/ns))
Impulsion Gaussienne	0,64	0,055	11,63
Impulsion Monocycle	0,61	0,055	11,09
H1	0,70	0,047	14,89
G3	0,71	0,042	16,90

Tableau III.4 : Comparaison expérimentale de H1, G3, l'impulsion Monocycle et l'impulsion Gaussienne.

Les résultats expérimentaux confirment les conclusions obtenues par simulations. En effet, en considérant le rapport entre la dynamique et la largeur du pic de corrélation, l'ordre 3 de la fonction de Gegenbauer, l'impulsion monocycle et l'ordre 1 de la fonction d'Hermite semblent être les mieux adaptées pour cette application.

En considérant la complexité de réalisation, l'impulsion monocycle se place en première position parmi les formes d'ondes les mieux adaptées pour ce système radar dans le cas d'un utilisateur unique ou d'un seul système radar.

Cependant, dans un environnement réel, il faut tenir compte de l'existence de plusieurs radars ULB dans le même canal de propagation. L'utilisation d'une seule forme d'onde simple (impulsion monocycle ou Gaussienne) n'est pas appropriée dans un contexte multi-utilisateurs. Afin d'éviter les interférences entre utilisateurs, outre l'utilisation des polynômes orthogonaux

ULB (Hermite et Gegenbauer), il existe un autre moyen pour assurer l'accès multiple. Ce moyen consiste en le codage des impulsions émises par chaque utilisateur. En effet un code distinctif est attribué à chaque utilisateur, le codage est accompli en multipliant chaque bit de code par l'impulsion ULB comme ceci se fait dans la technique CDMA (Code Division Multiple Access). Dans ce qui suit, différentes familles de codes vont être présentées. Ces familles ont été sélectionnées pour leur nombre, leur longueur ainsi que leurs propriétés de corrélation. Il s'agit des codes SBPA-Séquences Binaires Pseudo-aléatoires et des codes de Gold.

III.4. Accès multiple

Nous avons présenté au chapitre brièvement les différentes techniques d'accès multiple utilisées pour les systèmes ULB. Pour les radars ULB, les techniques les plus adaptées restent celles basées sur la technique DS-CDMA. L'efficacité de cette méthode est étroitement liée au choix des codes utilisés. Le rôle des codes est de partager le canal entre les utilisateurs, chaque utilisateur étant associé à un code différent de celui des autres utilisateurs. Pour cela chaque signal est multiplié par le code associé. A la réception, le signal reçu est décodé par le même code afin de récupérer les données envoyées. Pour le choix du code le plus approprié, seule la forme de la fonction d'autocorrélation est considérée. Notre objectif est de repérer les codes qui ont une meilleure propriété d'autocorrélation avec un lobe principal d'amplitude assez grande par rapport aux lobes secondaires. Ces codes doivent aussi être orthogonaux afin de minimiser les interférences entre utilisateurs. Dans la pratique les codes parfaitement orthogonaux n'existent pas, mais on peut trouver des codes qui ont des fonctions d'intercorrélation d'amplitudes assez faibles.

En général, un code ou séquence pseudo-aléatoire de durée T est constitué de N symboles, appelés chips, de durée $T_c = \frac{T}{N}$. Ces codes existent en version bipolaire (-1/1) et unipolaire (0/1). La relation entre les deux versions est donnée par [Sarwate 80]:

$$C_b(i) = 2\left(C_u(i) - \frac{1}{2}\right) \quad \text{III.17}$$

où $C_b(i)$ est le $i^{\text{ème}}$ symbole du code bipolaire et $C_u(i)$ le $i^{\text{ème}}$ symbole du code unipolaire.

La version bipolaire est la plus intéressante pour le radar puisque la corrélation est meilleure, les lobes secondaires étant plus faibles que ceux de la version unipolaire [ElHillali 05], [Zaidouni 08]. Les propriétés d'orthogonalité nécessaires sont les mêmes dans le domaine du radar que pour le CDMA. Actuellement, seules les SBPA sont utilisées, en revanche elles n'existent qu'en nombre limité. Les applications du radar anticollision dans le domaine routier exigent l'utilisation d'un grand nombre de codes vu le nombre des utilisateurs. Pour cette raison une recherche de codes adaptés au système radar a été lancée. Cette recherche concernait les codes pseudo-aléatoires couramment utilisés en CDMA tels les SBPA (Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire) et les codes de Gold. Ces codes possèdent les caractéristiques particulières suivantes :

- Une autocorrélation avec un pic fin (large de 1 chip) afin de permettre une bonne précision pour le radar.

- Une répartition homogène de la puissance sur toute la bande. Ces codes sont appelés « pseudo bruit ».
- des valeurs d'intercorrélation faibles, entre codes de la même famille, afin d'éviter une confusion entre le pic d'autocorrélation et un maximum de bruit d'intercorrélation.
- Une composante continue faible. Pour cela il faut quasiment autant de « 1 » que de « -1 », ce qui est possible si N est pair. Dans le cas où N est impair, on choisit d'avoir $\left(\frac{N+1}{2}\right)$ chips valant « -1 » et $\left(\frac{N-1}{2}\right)$ chips valant « 1 ». ce qui induit une composante continue égale à $\frac{-1}{N}$.

Les codes pseudo-aléatoires ont des propriétés d'orthogonalité analogues à celles des fonctions. Le produit scalaire est défini par :

$$\langle u, v \rangle = \sum_{i=0}^{N-1} u(i).v(i) \quad \text{III.18}$$

Toutefois, les codes pseudo-aléatoires n'ont pas de propriété d'orthogonalité stricte. Cela est dû à la composante continue décrite précédemment et aux valeurs d'intercorrélation non nulles. Le produit scalaire d'un même code (la norme) vaut 1, mais le produit scalaire de deux codes différents vaut $\frac{-1}{N}$, ou une valeur faible. Cela est illustré sur la figure III.16 avec un exemple de code de longueur 127. On remarque que ce produit scalaire correspond à la valeur de la corrélation à l'origine.

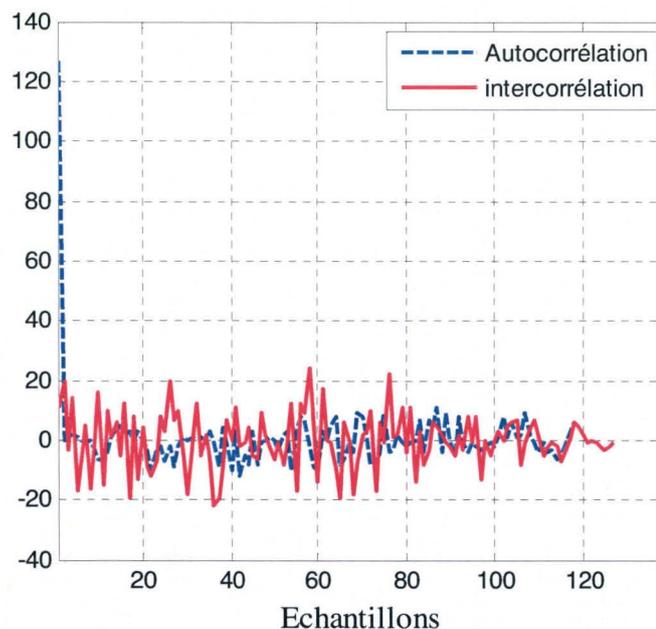


Figure III.16 : propriétés d'orthogonalité des codes pseudo-aléatoires

III.4.1. Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires

Des codes binaires pseudo-aléatoires simples peuvent être employés comme signaux d'émission radar tels que les SBPA (Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires) puisqu'ils offrent de bonnes performances pour la détection des retards des échos et sont aisés à générer. Ils sont aussi appelés MLFSR (Maximum Length Feedback Shift Register) car ils sont de longueur $N = 2^n - 1$ pour N états différents possibles et sont générés à partir de bascules D rebouclées avec des « OU » exclusifs [Pursley 79]. La figure III.17 présente un exemple de circuit générateur d'une séquence de longueur $2^7 - 1$.

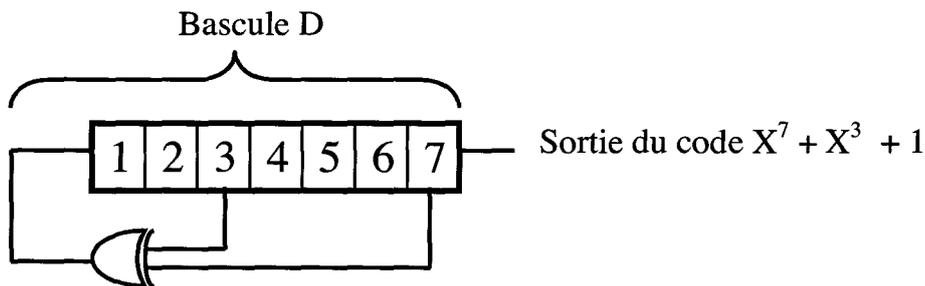


Figure III.17 : Générateur d'une SBPA de longueur 127.

Ces rebouclages sont décrits par des polynômes $g(X)$. On associe à chaque bascule une puissance de X . Le coefficient est 1 s'il y a rebouclage, 0 sinon. On obtient ainsi un nombre binaire, converti en octal. La liste de ces polynômes sous forme octale se trouve dans la littérature [Peterson 72]. La figure III.18 montre un exemple des 25 premiers échantillons d'une SBPA de 127 chips générée par le polynôme : $g(X) = X^7 + X^3 + 1$. Ce dernier correspond au nombre binaire 10010001, soit au 221 en octal.

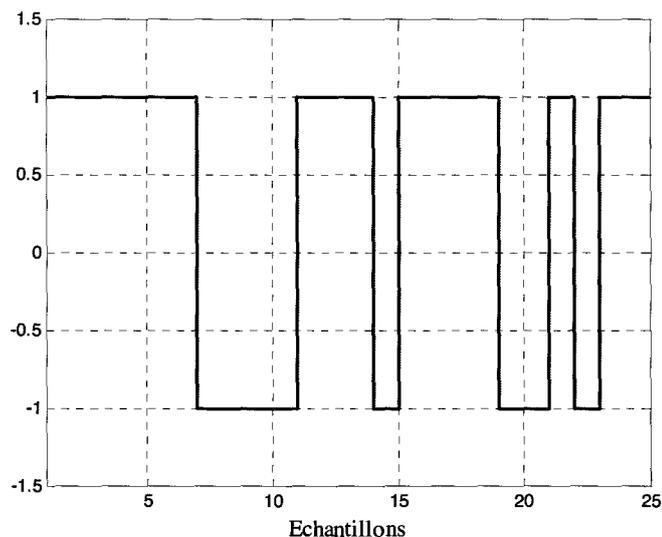


Figure III.18 : Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire

L'amplitude de l'intercorrélation entre deux codes différents de même longueur N est comprise entre $-2\frac{\sqrt{N}}{N}$ et $2\frac{\sqrt{N}}{N}$. Alors que l'autocorrélation possède un pic égal à 1 et le reste étant égal à $\frac{-1}{N}$. Ils sont dits optimaux pour cette propriété d'où leurs meilleures performances pour le radar à corrélation. Le nombre de ces codes optimaux est fonction de leur longueur, par exemple pour un registre de longueur 10, on a 60 codes optimaux de longueur 1023. Voici un tableau présentant leur nombre pour quelques longueurs [Sarwate 80] :

n : Longueur de registre	3	4	5	6	7	8	9	10	11
N : Longueur du code	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047
lc : nombre de codes	2	2	6	6	18	16	48	60	176

Tableau III.5 : Nombre de SBPA en fonction de leur longueur

La figure III.19 représente un exemple de la fonction d'autocorrélation d'une SBPA et la fonction d'intercorrélation de deux SBPA de longueur 63.

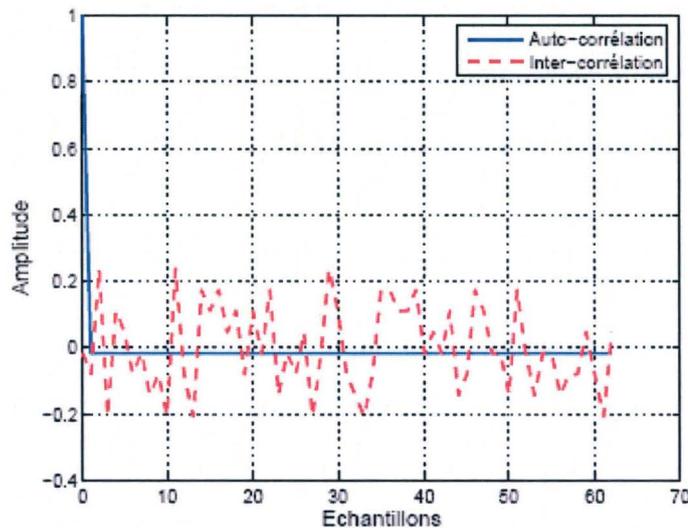


Figure III.19 : Propriétés d'orthogonalité d'une SBPA de longueur 63.

L'autocorrélation possède uniquement deux valeurs fixes, alors que l'intercorrélation peut prendre un grand nombre de valeurs situées dans un intervalle de valeurs donné.

III.4.2. Codes de Gold

Certaines paires de SBPA présentent des intercorrélations à 3 valeurs :

$$\frac{-1}{N}, \frac{-t(n)}{N} \text{ et } \frac{t(n)-2}{N} \quad \text{III.19}$$

avec n le nombre de registres à décalage et $t(n) = 2^{\frac{n}{2}+1} + 1$.

Ces codes sont appelés paires préférentielles. La somme modulo 2 de ces codes donne une famille, appelée codes de Gold [Gold 67]. Ces codes comportent $N+2$ codes de longueur N , dont la paire préférentielle de SBPA. La liste des paires préférentielles de SBPA se trouve dans la littérature [Peterson 72]. Par exemple pour $n = 10$, les deux SBPA générés par les deux polynômes générateurs, représentés sous forme octale, 2201 et 2605 forment une paire préférentielle. La construction des codes de Gold $G(u,v)$ est la suivante [Gold 67] :

$$G(u, v) = \{u, v, u \oplus v, u \oplus Tv, u \oplus T^2v, \dots, u \oplus T^{N-1}v\} \quad \text{III.20}$$

où u, v : SBPA de longueur N formant une paire préférentielle et T est le décalage du code vers la gauche, et \oplus l'opérateur ou exclusif.

Le nombre de ces codes est $N + 2$ et leur longueur est $N = 2^n - 1$. Ils existent en plus grand nombre que le nombre des SBPA pour un même nombre de bascules n . Ces codes conservent les propriétés d'intercorrélation de la paire qui les a générés. Il n'y a pas de paires préférentielles si n est un multiple de 4 et donc pas de code de Gold. Ces codes ont de bonnes performances pour le radar à corrélation.

La figure III.20 montre un exemple de la fonction d'autocorrélation d'un code de Gold et la fonction d'intercorrélation de deux codes de Gold de longueur 63.

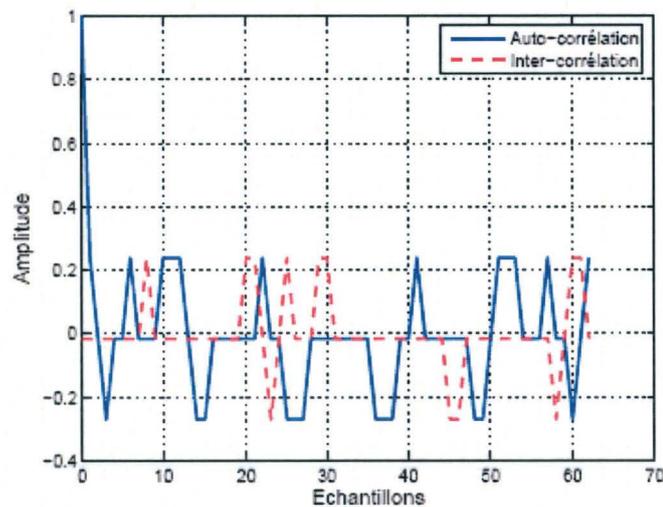


Figure III.20 : Propriétés d'orthogonalité d'un code de Gold de longueur 63
L'intercorrélacion a 3 valeurs fixées, les mêmes que l'autocorrélacion en dehors de l'origine.

Le tableau suivant résume le nombre, la longueur et la valeur des maxima des intercorrélacions et des autocorrélacions des codes pseudo-aléatoires présentés dans cette section (m entier) [No 89] [Frémont 03] :

Famille	Longueur du code (N)	Longueur du registre (n)	Nombre de codes	Maximum intercorrélacion	Maximum Autocorrélacion
SBPA	$2^n - 1$	$2^m, 2^{m+1}$	Fonction de la longueur	$\approx 2\sqrt{2^n - 1} / N$	1
Code de Gold	$2^n - 1$	$4^m + 2, 2^{m+1}$	$2^n + 1$	$(2^{n/2+1} - 1) / N$	1

Tableau III.6: Propriétés des codes pseudo-aléatoires

III.5. Comparaison des codes

Le but de l'étude, réalisée dans cette partie, est de comparer les performances des deux codes présentés précédemment entre eux afin de choisir le code qui donne les meilleures performances d'une part, et les différentes longueurs pour chaque code d'autre part. Cette comparaison est effectuée à la suite des calculs par corrélation. En effet, ces types de codes ont de très bonnes propriétés en corrélation cyclique. Cependant, cette dernière est plus complexe à implémenter qu'une corrélation à fenêtre glissante. Pour garder ces propriétés, on émet le signal périodiquement dans le temps.

Pour réaliser cette comparaison, nous avons envoyé, dans une chaîne de simulation Matlab d'un radar illustré dans la figure III.21, une séquence de données de longueur 7 [1 1 -1 -1 1 1 -1] modulée par la même forme d'onde (impulsion gaussienne) figure III.22 et codée par les deux

types de code de longueur 7 (séquence binaire pseudo-aléatoire : [1 1 1 -1 -1 1 -1] et code de Gold : [-1 -1 1 1 1 1 1]) figure III.23.

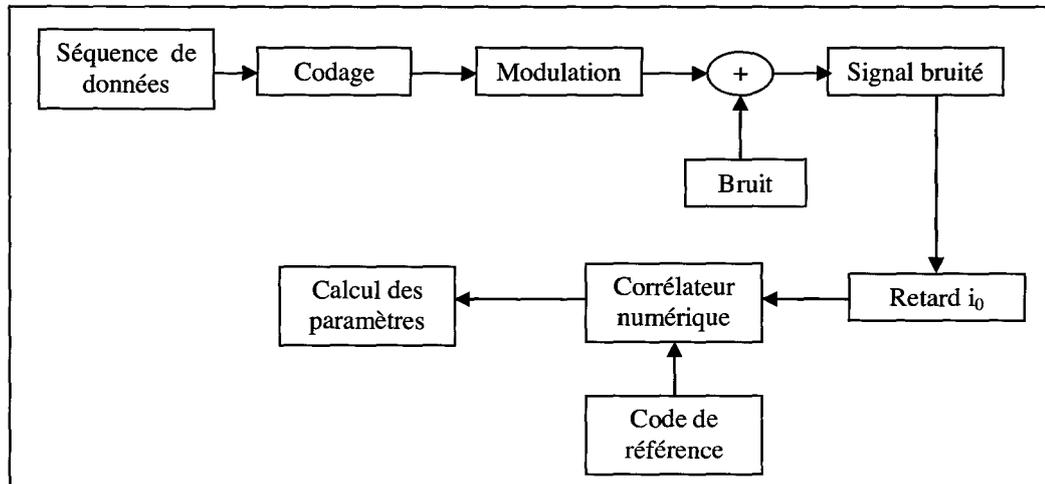


Figure III.21 : Chaîne de simulation d'un radar

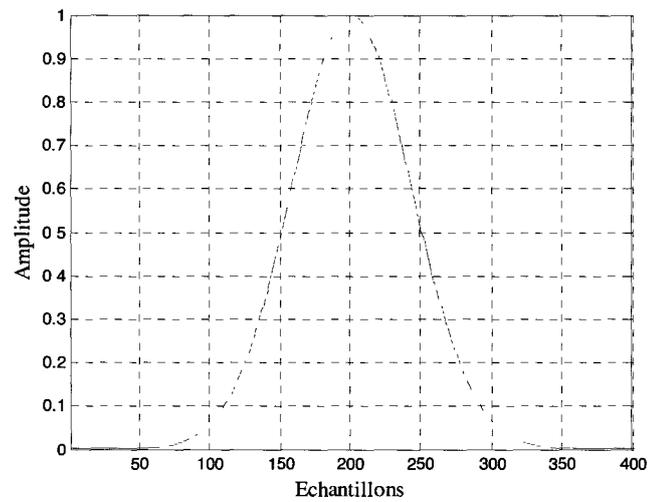
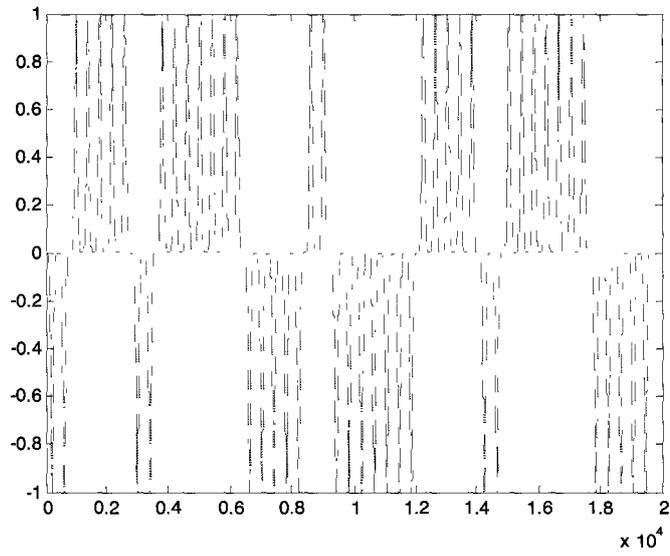
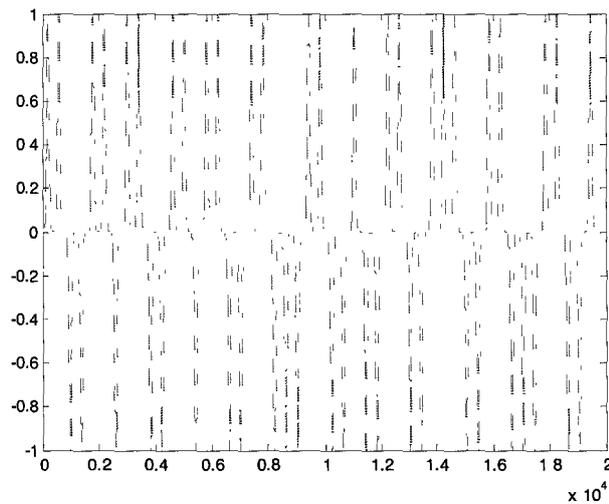


Figure III.20 : Impulsion Gaussienne



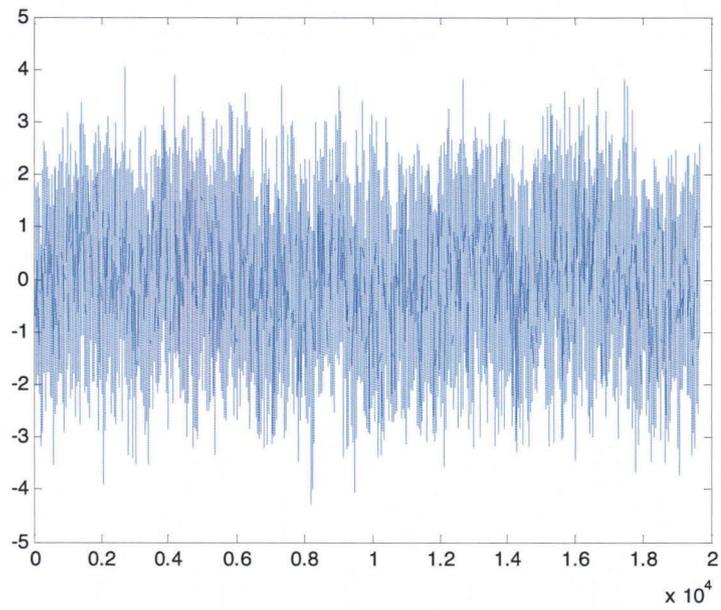
(a) Codé par Gold



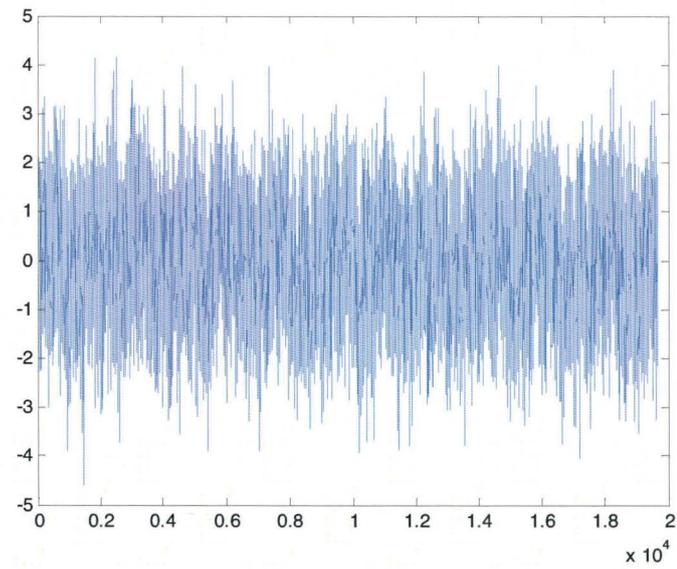
(b) Codé par SBPA

Figure III.22 : Données codées modulées par code de Gold (a) et par les SBPA (b)

A la réception, afin de récupérer les données, le signal reçu (signal bruité), avec un bruit blanc gaussien de SNR=0 dB (figure III.22), et retardé est corrélé avec le signal de référence (figure III.23) qui est le code modulé avec la forme d'onde utilisée. Par la suite on a utilisé un corrélateur numérique pour effectuer les corrélations entre le signal et le code de référence. Afin de choisir le meilleur code et la longueur optimale, pour chacun des deux codes et avec différentes longueurs, on a calculé l'amplitude du pic de corrélation (A) ainsi que le niveau maximal du bruit et lobes secondaires (B). On a ensuite calculé et comparé les rapports (R) entre ces deux paramètres, pour chaque code et chaque longueur. Le tableau III.8 résume les résultats obtenus.

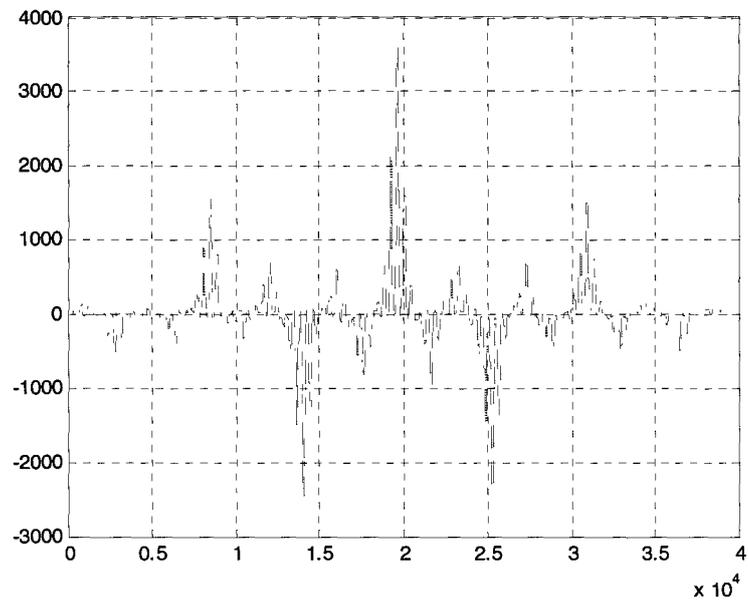


(a) Gold

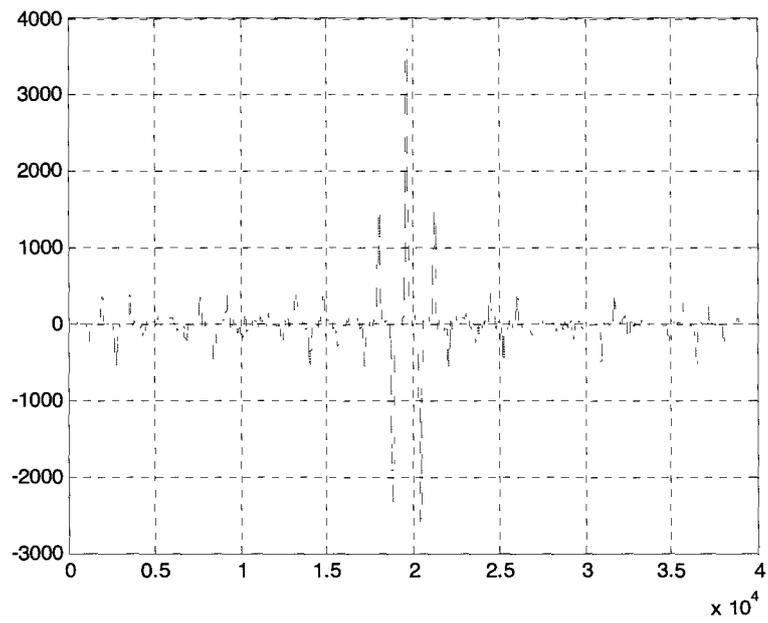


(b) :SBPA

Figure III.22 : Signal bruité pour les deux codes : code de Gold (a) et les SBPA (b)



(a) Gold



(b) SBPA

Figure III.23 : Fonction de corrélation entre les signaux reçus et les signaux de référence :
(a) codé Gold et (b) codé SBPA

	SBPA				Code de Gold			
31 Bits	A	6231	R	6.2	A	6231	R	3.1
	B	1005			B	2010		
127 Bits	A	25527	R	12.7	A	25527	R	1.32
	B	2010			B	19269		
255 Bits	A	51255	R	6.71	A	51255	R	1.15
	B	7638			B	44622		
511 Bits	A	102710	R	20.44	A	102710	R	1.06
	B	5025			B	96480		
1023 Bits	A	205620	R	26.23	A	205620	R	1.03
	B	7840			B	19899		

Tableau III.7 : Comparaison des codes et de leurs longueurs

On remarque que les SBPA donnent des meilleurs résultats que les codes de Gold, d'une part. D'autre part, on voit que les performances augmentent avec la longueur du code (sauf pour la longueur 255), et qu'entre 511 et 1023 bits cette augmentation reste faible.

Bilan de l'étude sur l'accès multiple :

- l'utilisation de la technique DS-CDMA ULB utilisant les séquences pseudo-aléatoires de longueur 511 est la mieux adaptée à ce type de radar. Cette technique permet d'assurer à la fois la coexistence entre les différents utilisateurs et le multiplexage entre la fonctionnalité radar et communication comme demandé dans le cahier de charge. Dans cette configuration, le système permettrait d'allouer plus de bits pour la communication.
- L'accès multiple dans le cas d'un nombre d'utilisateurs faible (<7) pourrait être assuré par l'utilisation des fonctions orthogonales de Gegenbauer ou Hermite. Ces fonctions sont aussi compétitives en termes de performances en communication.
- L'association de ces deux techniques (DS-CDMA et fonctions orthogonales) permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en tirant profit des performances assurées par les fonctions orthogonales (Moins d'interférences, bon taux d'erreurs/bit, ...).

Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes formes d'ondes ULB ont été présentées et comparées afin de choisir l'impulsion la plus adéquate pour l'application radar ULB. Pour cela nous nous sommes basés sur la comparaison des fonctions d'autocorrélation de ces formes d'ondes en simulation puis avec des mesures expérimentales. Ces études ont révélé l'efficacité des impulsions G3 (Gegenbauer d'ordre 3), de l'impulsion Monocycle et de l'impulsion H1 (l'ordre 1 de la fonction Hermite). Les fonctions Gegenbauer et Hermite permettent aussi un accès multiple dans le cas d'un nombre d'utilisateurs limité.

Nous avons aussi comparé les techniques DS-CDMA ULB basées sur les codes de Gold et séquences pseudo-aléatoires afin de choisir le meilleur code pour notre application dans un contexte multi-utilisateurs. Nous avons remarqué que les SBPA donnent des meilleurs résultats que les codes de Gold avec une longueur optimale ($L=511$).

Les études réalisées dans ce chapitre nous ont permis de concevoir un émetteur radar répondant au mieux à notre cahier des charges. Par la suite, nous nous intéressons à la réalisation du récepteur adapté à notre application. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier l'éventail des récepteurs adaptés à la technologie ULB, et nous proposerons une solution pour répondre au dernier point de notre cahier des charges, à savoir la reconnaissance d'obstacles.

Bibliographie du chapitre III

[Barret 00] Barret, T. W. "History of Ultra Wide Band (UWB) radar & communications: pioneers and inventors", Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, MA, July 2000

[Carlberg 00] Carlberg, T.: "Analysis of Ultra Wide Band (UWB) technology for indoor geolocation and physiological monitoring system", thèse de doctorat, Chalmers University of Technology (Sweden), 2000

[ElBahhar 01] Elbahhar, F. Rivenq-Menhaj, A. Rouvaen, J.M. Deloof, P. and Boukour, T. Boukour "An Ultra-Wide band system for vehicle-to-vehicle communication", Proc. ITS Conf. (on CD-ROM), Sydney, Australia, Sept. 2001.

[ElBahhar 03] F.Elbahhar. « Conception d'un system de communication ultra large band appliqué aux transports » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, November 2003.

[ElBahhar 05] Elbahhar, F. Rivenq-Menhaj, A. Rouvaen, J.M, "Multi-user Ultra Wide Band communication system based on modified Gegenbauer and Hermite functions", Wireless Personal communications, Volume 34, Issue 3, Aout 2005

[ElHillali 05] Y. E. HILLALI, « Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés » Thèse de doctorat de l'UVHC, décembre 2005.

[Frémont 03] B. Frémont « étude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés » thèse de doctorat de l'UVHC, Novembre 2003.

[Gold 67] R. Gold, « Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing », IEEE transaction Information theory, vol. 13, n°4, pages 619-621, octobre 1967.

[Lachlan 02] Lachlan, B.M. Ghavami, M. and Kohno, R. □Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based Orthogonal Pulses □, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technology, 2002.

[Lamari 07] : Lamari A. « Conception et modélisation d'un système de communication Multi-Utilisateurs basé sur la technique Ultra Large Bande » thèse de doctorat de l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, janvier 2007.

[No 89] J.-S. No, P.V. Kumar, « A new family of binary pseudorandom sequences having optimal periodic correlation properties and large linear span », IEEE Transaction on information theory, vol. 35, n°2, pages 371-379, mars 1989.

[Peterson 72] W. Peterson, E. Weldon, « Error-correcting codes », The MIT Press, Cambridge, Massachussets, USA, 560 pages, 1972.

[Pursley 79] M. B. Pursley, H. F. A. Roefs, « Numerical evaluation of Correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences », IEEE Transaction on communication, vol. 27, n°10, pages 1597-1604, octobre 1979.

[Sarwate 80] D. V. Sarwate, M. B. Pursley, « Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences », Proceedings of the IEEE, Vol. 68, N°5, pages 563-619, mai 1980.

[Zaidouni 08] : J. Zaidouni « Traitement en temps réel de signaux radar appliqués aux transports terrestres » thèse de doctorat de l'UVHC, Juin 2008

Chapitre IV :

Développement du récepteur associé au radar ULB

Introduction

Afin de concevoir le système radar proposé et détaillé précédemment, répondant au mieux au cahier des charges établi, nous nous intéressons à la réalisation du récepteur adapté à l'application envisagée. Etant donné la rareté des études traitant des radars ULB, des récepteurs ULB en général et des récepteurs à corrélation en particulier, en termes de probabilité de détection, probabilité de fausse alarme ainsi que les réseaux COR (Caractéristiques opérationnelles des récepteurs), les développements des récepteurs radar ULB de ce chapitre font l'originalité de nos travaux. En effet, dans ce chapitre, nous allons introduire les récepteurs adaptés à la technologie ULB et montrer l'intérêt du récepteur à corrélation. Nous déterminerons les probabilités de détection et de fausse alarme afin de discuter du choix du seuil de détection à partir duquel on décide ou non de la présence d'une cible. Puis nous tracerons les Caractéristiques Opérationnelles du Récepteur COR. À partir de ces résultats, nous procéderons au choix du seuil qui correspond à une « mauvaise » fausse alarme et à une bonne détection. Dans cette optique, nous allons développer intégralement le récepteur adapté à notre système avec un souci de simplicité de réalisation du dispositif comme défini dans le cahier des charges. Les outils Statistiques d'Ordres Supérieurs seront introduits et les différents algorithmes les utilisant seront présentés et testés afin d'améliorer la détection et l'automatisation de notre système. Enfin, nous allons proposer une solution pour répondre au dernier point du cahier des charges, à savoir la reconnaissance d'obstacles.

IV.1. Théorie des radars

IV.1.1. Principe de l'anticollision

Le but d'un système anticollision est de maintenir une distance de sécurité entre le véhicule équipé (véhicule a) et un véhicule obstacle (véhicule b), figure IV.1.

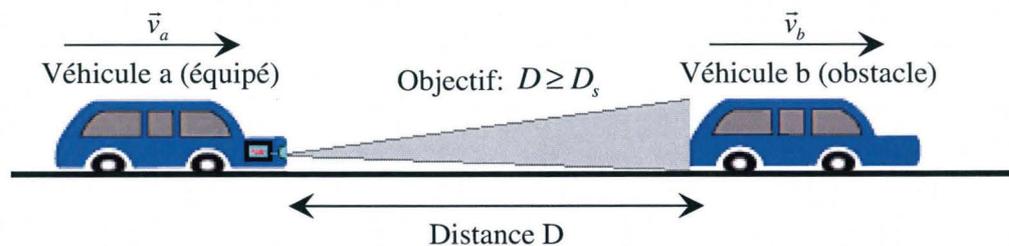


Figure IV.1 : Principe de l'anticollision

Cette distance est calculée par l'équation suivante [Kato 01], [David 84] :

$$D_s = \frac{v_a^2}{2\gamma_a} - \frac{v_b^2}{2\gamma_b} + v_a T_r + M \quad \text{IV.1}$$

où v_a et v_b sont les vitesses respectives des deux véhicules a et b, γ_a et γ_b sont leurs paramètres de freinage (en m.s^{-2}), T_r est le temps de réaction effectif et M la marge résiduelle. Dans le cas où la distance D est inférieure à la distance de sécurité D_s , le système intervient, selon son type, soit en

informant le conducteur par un bip sonore (système manuel) soit en actionnant directement les freins du véhicule (système automatique). La distance de sécurité est très subjective puisque la décélération de chaque véhicule dépend de la qualité du freinage, des conditions de la route et du chargement du véhicule. De plus, le temps de réaction d'un conducteur dépend de son âge, de son attention et de son état physique.

Parmi les capteurs les plus adéquats pour cette fonction d'anticollision, on trouve le radar. Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter l'équation du radar.

IV.1.2. Équation radar

L'équation radar est destinée à l'évaluation de sa portée maximale en fonction des caractéristiques des cibles à détecter et des différentes composantes du système radar [Brookner 88] et [Kolawole 02].

Soit P_e la puissance disponible en sortie de l'émetteur et G le gain de l'antenne émettrice. La densité de puissance par unité de surface est calculée par la formule suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G}{4\pi D^2} \quad \text{IV.2}$$

Soit une cible distante de D du radar qui va réfléchir une onde d'une façon isotrope en direction du radar avec une densité par unité de surface égale à :

$$P_c = \frac{P_r \sigma}{4\pi D^2} = \frac{P_e \cdot G}{(4\pi D^2)^2} \sigma \quad \text{IV.3}$$

où σ est la surface équivalente radar (SER) de la cible (RCS en anglais Radar Cross Section). Le gain G_r de l'antenne réceptrice est proportionnel à sa surface équivalente radar σ_r :

$$G_r = \frac{4\pi \sigma_r}{\lambda^2} \quad \text{IV.4}$$

donc :

$$\sigma_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad \text{IV.5}$$

La puissance reçue par l'antenne réceptrice, en tenant compte des pertes introduites représentées par un coefficient α , s'écrit sous la forme :

$$P_{reçu} = \frac{P_e \cdot G}{4\pi D^2} \frac{\sigma \cdot \sigma_r}{\alpha} = \frac{P_e \cdot G}{(4\pi D^2)^2} \sigma \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi \cdot \alpha} \quad \text{IV.6}$$

Si P_{min} est la puissance minimale utilisable par le radar et si on suppose que $G_r = G$, la portée du radar est donc donnée par :

$$D = \sqrt[4]{\frac{P_e \cdot \sigma \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot P_{\min} \cdot \alpha}} \quad \text{IV.7}$$

Selon cette expression, pour accéder à une portée plus grande, il faut augmenter la puissance émise P_e . Cette augmentation de la puissance émise n'est pas toujours réalisable en pratique ou alors elle n'est pas autorisée. En effet, la puissance d'un radar routier est standardisée par la CEPT (Commission Européenne des Postes et Télécommunications). Elle ne doit pas dépasser 10 mW (moyenne) pour les radars à émission continue et 200 mW (crête) pour les radars à impulsions [Menhaj 96].

IV.1.3. Principe du radar à corrélation

Le radar à corrélation est le descendant des systèmes radars à signaux aléatoires étudiés au début des années 60 [Assaad 97]. Ce type de radar a fait l'objet de plusieurs études au sein du laboratoire IEMN-DOAE et au centre de recherche INRETS. Ces études sont divisées en deux familles selon le domaine d'utilisation. On distingue le domaine des transports terrestres guidés urbains, tels que les métros automatiques [Frémont 03] et [ElHillali 05], et le domaine des transports routiers (voitures, camions, bus) [Menhaj 96], [Saint Venant 01] et [Zaidouni 08]. Notre étude concerne essentiellement le domaine routier. La mission principale du radar est d'éviter les accidents en alertant le conducteur en cas de danger. Cette mission commence par la détection des obstacles et l'estimation de leurs positions ou distances par rapport au radar. Le radar à corrélation est le système le plus adapté aux environnements routiers puisqu'il utilise une technique de répartition par code en émission et un récepteur idéal (corrélateur) en réception. En effet, les signaux codés sont souvent utilisés dans les récepteurs à corrélation car ils présentent une résolution égale à celle de l'impulsion élémentaire, tout en répartissant l'énergie sur toute la période du signal émis. Si le système utilise des codes orthogonaux entre eux, les effets d'interférences entre différents systèmes sont minimisés.

Un signal NRZ (Non Retour à Zéro) dont la durée d'un chip serait t_c va présenter une résolution équivalente à celle d'une impulsion de largeur t_c . Mais, à énergie moyenne équivalente, il présentera une énergie crête T/t_c fois moindre que celle de l'impulsion (T est la durée totale d'une période du signal), soit une puissance crête égale à la puissance moyenne (équation IV.8).

$$P_{\text{moy}} = \beta \cdot P_{\text{crête}} \quad \text{IV.8}$$

où le facteur $\beta = 1$ pour une modulation bipolaire (-1/1) et $\beta = 1/2$ pour une modulation unipolaire (0/1).

La résolution de mesure de distance utilisant ce capteur est directement liée à la fréquence d'horloge du signal radar en bande de base, d'après la formule [Menhaj 96] :

$$d = \frac{c}{2 \cdot f} \quad \text{IV.9}$$

où d est la résolution de la mesure, c la vitesse de la lumière et f la fréquence d'horloge du signal radar en bande de base.

Parmi l'ensemble des radars présentés dans le premier chapitre, celui qui présente le meilleur rendement et la plus grande facilité de mise en œuvre est le radar à corrélation. Il correspond au récepteur idéal que nous allons étudier dans la section suivante.

Le récepteur idéal est celui qui, avec la connaissance a priori de tous les signaux qu'il est possible d'émettre et le signal reçu $y(t)$, va permettre de déterminer le signal qui a été le plus probablement émis [Woodward 60]. Nous allons déterminer ce récepteur dans le cas d'un canal à bruit blanc gaussien additif.

Le retard entre le signal émis et le signal reçu est l'information recherchée, car elle permettra de déduire la distance à la cible.

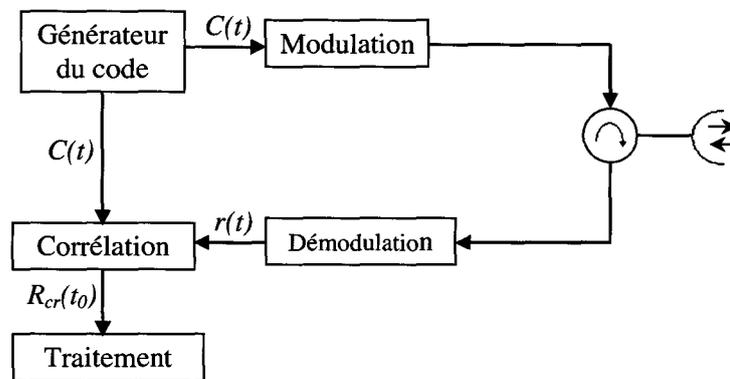


Figure IV.2 – Principe général du radar à corrélation.

La figure IV.2 montre le schéma synoptique du système radar à corrélation. Son principe consiste à émettre en continu un code pseudo-aléatoire $c(t)$, périodique de période T , modulant une porteuse hyperfréquence. La modulation dépend de la nature du code, si le code est unipolaire (0/1) elle est une modulation d'amplitude tout-ou-rien (ASK : Amplitude Shift Keying) et si le code est bipolaire ($-1/+1$) on utilise une modulation de phase (BPSK : Binary Phase Shift Keying). Toute cible située devant le radar réfléchit une partie du signal hyperfréquence reçu vers le radar. Le signal reçu par le radar subit un retard Δt correspondant au temps de vol aller-retour du parcours radar cible radar. Après démodulation, le signal reçu est transposé en bande de base et peut s'écrire :

$$r(t) = Ac(t - \Delta t) + n(t) \quad \text{IV.10}$$

où A est un coefficient d'atténuation inconnu du canal de transmission et $n(t)$ est un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG).

Dans un système de détection, on émet un signal $c(t)$ connu et on reçoit un signal $r(t) = s(t) + n(t)$, avec $s(t)$ le signal qu'on veut détecter (dépend de $c(t)$) et $n(t)$ le bruit du canal de transmission. Pour détecter le signal, on cherche à maximiser la probabilité de détection conditionnelle de $s(t)$ connaissant $r(t)$. Il a été montré dans [Coulon 98] que si $n(t)$ est un bruit blanc gaussien, le récepteur réalisant la corrélation entre le signal reçu et le signal émis est idéal dans le sens où il maximise cette probabilité de détection. De plus, nous savons que le filtre adapté au signal émis maximise le rapport signal à bruit en sortie [Zaidouni 08]. Ce filtre donne en sortie la corrélation

entre le signal reçu et le signal émis. Ainsi, le récepteur à corrélation permet d'assurer à la fois un maximum du rapport signal à bruit et une probabilité de détection maximale. La sortie d'un tel récepteur est donnée par :

$$\begin{aligned}
 R_{cr}(t_0) &= \int_0^T c(t-t_0)r(t) dt \\
 &= \int_0^T c(t-t_0)(Ac(t-\Delta t) + n(t)) dt \\
 &= AR_{cc}(t_0 - \Delta t) + R_{cn}(t_0)
 \end{aligned}
 \tag{IV.11}$$

avec, $R_{cc}(t)$ l'auto-corrélation de $c(t)$ et $R_{cn}(t)$ l'intercorrélation entre $c(t)$ et $n(t)$.

Le premier terme de cette équation présente un maximum à l'instant de décision $t_0 = \Delta t$. Il est égal à l'énergie du signal $c(t)$ dans la période T multiplié par le coefficient d'atténuation A :

$$AR_{cc}(0) = A \int_0^T c^2(t)dt = AW_c \tag{IV.12}$$

Ce récepteur, appelé récepteur à corrélation, est équivalent à un filtre adapté à $c(t)$ [Frémont 03] et [Coulon 98]

Le résultat de corrélation $R_{cr}(t_0)$ est transféré vers le bloc du traitement qui a pour rôle de comparer son maximum à un seuil afin de décider de la présence ou non de la cible devant le radar. Si la cible est détectée, la distance est alors estimée à partir de l'équation suivante :

$$D = \frac{c \cdot \Delta t}{2} \tag{IV.13}$$

La précision en distance P dépend de la fréquence d'horloge $f_h = 1/T_h$ qui génère le code pseudo-aléatoire :

$$p = \frac{c \cdot T_h}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_h} \tag{IV.14}$$

La distance maximale ou la portée du radar peut être estimée par :

$$D_{\max} = \frac{c \cdot T}{2} \tag{IV.15}$$

Puisque le signal émis $c(t)$ est périodique de période T alors la fonction $R_{cc}(t)$ est périodique de même période.

Le récepteur à corrélation présente l'avantage d'améliorer le rapport signal à bruit en sortie du récepteur [Frémont 03] [Menhaj 96].

IV.2. Les récepteurs ULB

Les études portant sur la réception et la détection des signaux sont nombreuses et variées. Elles comportent la synchronisation, l'estimation et la détection des signaux. A la réception, le signal est une superposition des symboles transmis, bruités et atténués par les multi trajets, compliquant la tâche des récepteurs traditionnels. Dans le cas des signaux ULB, l'impact des trajets multiples devient très faible, grâce à la durée très brève des impulsions ULB. En effet, le trajet direct arrive bien avant que la somme avec les autres trajets ne soit effectuée, ce qui limite l'interférence entre les différentes versions retardées du signal. Donc, les évanouissements de puissance sont moins importants. Différentes techniques de réception peuvent être appliquées, comme l'égalisation de canal, le récepteur RAKE ou tout simplement un filtre adapté. Le récepteur optimal est celui qui fournit les meilleures performances vis-à-vis de la probabilité d'erreur, sous certaines conditions.

Pour la réception ULB, on peut distinguer deux grandes catégories de récepteurs utilisés dans l'ULB : les récepteurs non cohérents et les récepteurs cohérents.

Chaque famille de récepteur présente des avantages et des inconvénients et chacune est ainsi potentiellement adaptée à des domaines d'applications différents.

IV.2.1. Les récepteurs non-cohérents

Pour la réception non cohérente, plusieurs architectures de récepteurs existent. Ils sont tous basés sur une détection différentielle comportant des intégrateurs. Cette méthode de réception est la moins complexe, en effet cette solution permet de s'affranchir de la phase corrélative, le récepteur utilise uniquement des filtres. Les traitements mis en place varient et ouvrent la voie à des applications différentes, principalement la localisation par mesure du temps du vol du trajet direct.

Deux variantes de détecteurs existent : les détecteurs différentiels simples et les détecteurs différentiels adaptatifs.

a. Détecteur différentiel simple

A la base, Dans la phase réception, la forme d'onde de référence employée pour la démodulation est une réplique retardée du signal reçu. L'opération de corrélation montre les variations d'amplitude d'une impulsion, transportant l'information transmise, à une l'autre. Afin de limiter l'effet du bruit dans l'étape démodulation, un filtre passe-bande $z(t)$ de largeur de bande B_f est utilisé. Évidemment, ce filtre est présent également dans les récepteurs cohérents, mais sa conception est moins complexe. Dans ce cas, l'opération de corrélation est en mesure d'atténuer le bruit, en maximisant, par exemple, le rapport signal/bruit, si une référence correspondant au signal reçu est disponible et le canal est un canal AWGN. Par conséquent, le filtre peut être conçu de manière à ne pas introduire de distorsion sur la forme d'onde reçue. En revanche, dans le cas de la détection non-cohérente, cela n'est plus valable. En effet, l'impulsion de référence est un signal bruité. Par conséquent, la bande passante du filtre doit être choisie afin d'exploiter l'énergie du signal tout en réduisant le bruit [Durisi 04].

La sortie de l'intégrateur peut être exprimée comme suit :

$$\tilde{\alpha}_n = \text{sgn} \left(\int_{nT_b + c_n T_c}^{nT_b + c_n T_c + T_w} \tilde{r}(t) \tilde{r}(t - nT_b - (c_n - c_{n-1})T_c) dt \right) \quad \text{IV.39}$$

avec $\tilde{r}(t) = r(t) * z(t)$, T_b est le temps d'un bit.

La figure IV.3 illustre la structure simplifiée d'un récepteur différentiel.

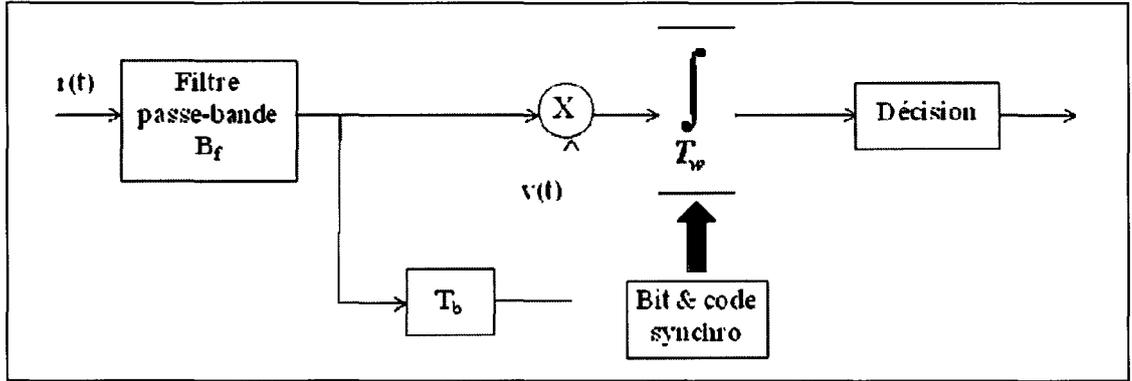


Figure IV.3 : Schéma d'un récepteur non-cohérent Détecteur différentiel simple

b. Détecteur différentiel adaptatif

Si le canal possède un comportement lentement variable, alors il est possible de réduire la perte d'exécution du récepteur différentiel, par un processus adaptatif, destiné à estimer la forme d'onde reçue. Le rendement d'intégrateur, ainsi qu'une reproduction retardée du signal reçu, est employé pour mettre à jour la forme d'onde de référence utilisée dans la corrélation.

L'opération de mise à jour de la référence est un filtrage adaptatif classique, basé sur une technique de décision dirigée.

Le processus adaptatif de décision dirigée n'exige aucune évaluation des distorsions présentées par le canal sur l'impulsion transmise, car il peut l'apprendre itérativement [Durisi 04].

$$\tilde{\alpha}_n = \text{sgn} \left(\int_{nT_b + c_n T_c}^{nT_b + c_n T_c + T_w} r(t) v_n(t - nT_b - c_n T_c) dt \right) \quad \text{IV.40}$$

où la forme d'onde est mise à jour suivant la formule suivante :

$$v_{n+1}(t) = \tilde{\alpha}_n v_n(t) + r(t - nT_b - c_n T_c) \quad \text{IV.41}$$

$$0 \leq t \leq T_w$$

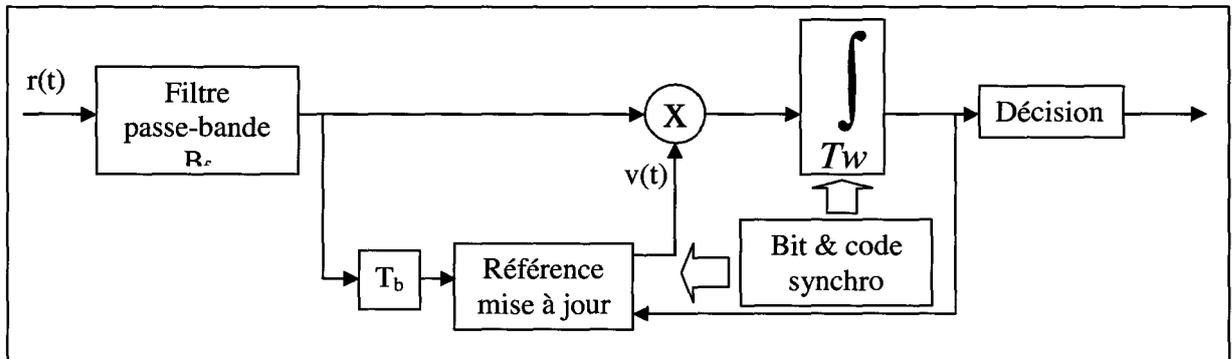


Figure IV.4 : Schéma d'un récepteur non-cohérent Détecteur différentiel adaptatif

Comme évoqué auparavant, ce mode de réception est moins complexe, mais ses performances sont moins bonnes. Les contraintes de ce mode de réception se situent notamment au niveau de la sensibilité du récepteur et de la faisabilité de la détection des impulsions reçues.

IV.2.2. Les récepteurs cohérents

Le principe de la réception cohérente est la reconnaissance du retard du signal à l'aide d'une corrélation avec un signal référence qui permet d'obtenir de bonnes performances, mais dont la complexité est un inconvénient majeur.

Dans ce qui suit, deux variantes de récepteurs seront présentées : le récepteur Rake et le récepteur à corrélation qui correspond au filtre adapté.

a. Le récepteur RAKE

Le récepteur RAKE est basé sur une série des filtres adaptés dont le premier va récupérer le trajet principal tandis que les autres filtres vont récupérer d'éventuels trajets multiples par un décalage dans le temps, la dernière opération consiste à multiplier le signal corrélé de chaque filtre par le conjugué des coefficients d'atténuation et de déphase du canal concerné.

Généralement, un système ULB impulsionnel utilise des récepteurs Rake pour combiner l'énergie de différentes composantes de trajets multiples. On peut distinguer trois types de récepteur Rake (ARake, SRake et PRake), Un récepteur ARake combinant tous les trajets du signal est difficile à mettre en pratique puisqu'un signal ULB est caractérisé par une très large bande et un nombre habituellement très grand de trajets multiples. Cependant, une application faisable peut être obtenue par un récepteur Rake sélectif (SRake), qui combine par sélection les composantes de trajets multiples les plus puissantes.

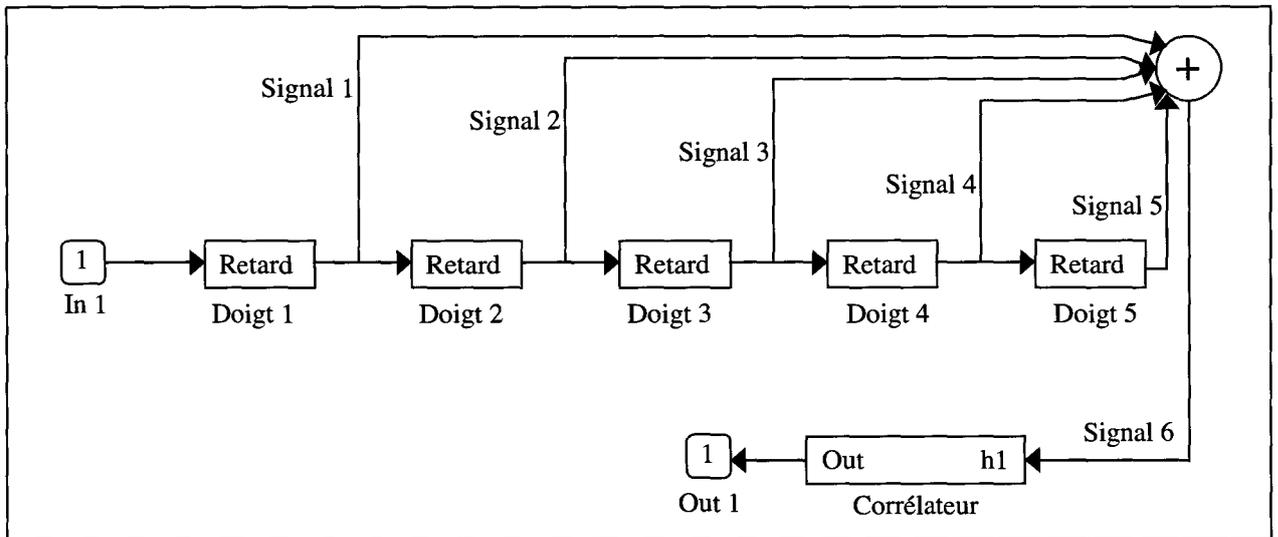


Figure IV.5 structure d'un récepteur RAKE UWB avec 5 doigts

b. **Récepteur à corrélation/filtre adapté**

Le filtre adapté optimise le rapport entre le signal et le bruit pour la détection du signal déterministe en présence d'un bruit blanc gaussien additif et en l'absence d'interférences d'accès multiples. Il est le plus attractif au point de vue implémentation, mais ses performances sont limitées dans un contexte multi utilisateurs. La corrélation est une forme de filtrage adapté, souvent utilisée dans un système numérique où le canal est un bruit blanc gaussien.

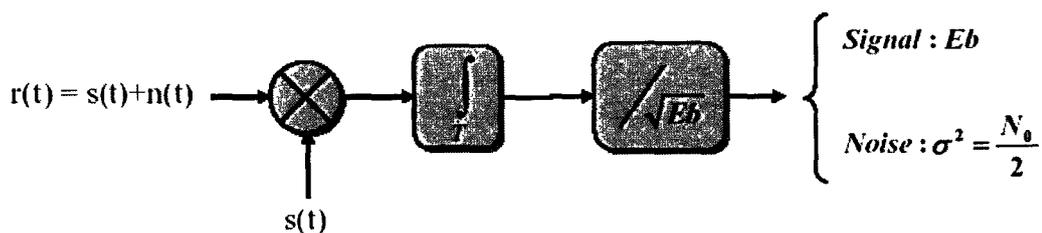


Figure IV.6 : Schéma de principe d'un filtre adapté

IV.2.3. Bilan de l'étude sur les récepteurs

Dans notre application, nous avons la possibilité d'utiliser des récepteurs cohérents vu que le radar comprend dans le même système l'émetteur et le récepteur. Le récepteur Rake n'est pas utile dans notre cas (espace libre et pas d'interférences). Le récepteur optimal, dans le sens où il maximise la probabilité de détection, pour un signal ULB impulsionnel est le récepteur à corrélation. Pour cela

nous allons considérer, pour nos travaux, un récepteur basé sur un corrélateur à seuil. Ce récepteur est adapté à la détection d'une impulsion radar $s(t)$ ultra-large bande (ULB) de durée T , de fonction d'auto-corrélation $c(\tau)$, où τ représente le retard. Cette dernière fonction est maximale pour un retard nul $\tau = 0$ et égale à l'unité si l'énergie E_s de l'impulsion est elle-même normée à l'unité.

Dans ce qui suit, comme cela se fait en bande étroite (Annexe A), nous détaillerons l'étude théorique qui permet d'évaluer les performances du récepteur ULB à corrélation en termes de probabilité de détection et de fausse alarme. Puis une étude des courbes donnant les caractéristiques opérationnelles (réseau COR) d'un récepteur à seuil, basé sur la corrélation et destiné à un système radar ultra-large bande (ULB) sera présentée. Cette partie de l'étude est présentée pour la première fois dans un système radar ULB.

IV.3. Théorie de détection en ULB (Probabilité de détection - Probabilité de fausse alarme):

Le modèle du signal reçu $r(t)$ est celui d'un bruit blanc gaussien $n(t)$ ajouté au signal (si celui-ci est présent à l'entrée du récepteur, hypothèse I) et seul dans le cas contraire (hypothèse II) :

$$r(t) = \begin{cases} s(t) + n(t) & \text{pour hypothèse I} \\ n(t) & \text{pour hypothèse II} \end{cases} \quad \text{IV.42}$$

Le bruit est de moyenne nulle et de variance σ^2 . Le rapport signal sur bruit RSB est donné par :

$$RSB(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{E_s}{\sigma^2} \right) \quad \text{IV.43}$$

Ceci implique donc :

$$\sigma = 10^{-RSB/20} \sqrt{E_s} \quad \text{IV.44}$$

L'énergie E_s du signal, en sortie du filtre adapté, peut être normalisée à l'unité afin de simplifier les expressions dans ce qui suit :

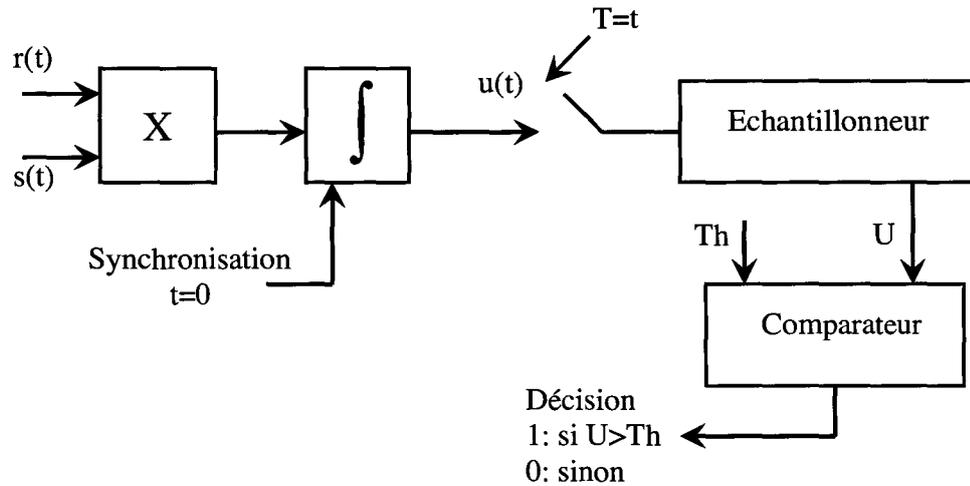


Figure IV.7: Implémentation du corrélateur à seuil

Le corrélateur est implémenté à l'aide d'un multiplicateur, d'un intégrateur, d'un échantillonneur et d'un comparateur (voir figure IV.7) On multiplie tout d'abord le signal reçu $r(t)$ par le signal attendu $s(t)$, le produit étant appliqué à l'entrée de l'intégrateur, dont la sortie est alors :

$$u(t) = \int_{t_1=0}^t r(t_1)s(t_1) dt_1 \quad \text{IV.45}$$

Notons que ceci implique implicitement la synchronisation du récepteur au début de l'impulsion si elle est présente ($t = 0$).

L'échantillonneur numérise alors la sortie de l'intégrateur en fin d'impulsion ($t = T$), pour fournir :

$$U = u(T) = \int_{t_1=0}^T r(t_1)s(t_1) dt_1 \quad \text{IV.46}$$

expression dans laquelle on reconnaît l'inter-corrélation à retard nul ($\tau = 0$) de $r(t)$ et $s(t)$.

Si une erreur de synchronisation se produit, on obtient en fait l'inter-corrélation à retard non nul $c(\tau)$ ($\tau \neq 0$) de $r(t)$ et $s(t)$.

Enfin, le comparateur permet la comparaison de U avec un seuil Th : si $U > Th$, on décide que le signal attendu est bien présent à l'entrée du récepteur et qu'il est absent dans le cas contraire. Ce seuil peut être ajusté à volonté et peut prendre une valeur aussi bien positive que nul ou négative.

a. Probabilité de détection

Supposons l'hypothèse I vraie. Le signal additionné de bruit est présent à l'entrée du récepteur. Si nous admettons la présence d'une erreur de synchronisation (τ), il vient alors :

$$U = \int_{t_1=0}^T s(t_1)s(t_1 + \tau) dt_1 + \int_{t_1=0}^T s(t_1)n(t_1 + \tau) dt_1 \quad \text{IV.47}$$

Le premier terme est égal à l'auto-corrélation du signal $c(\tau)$ qui est maximale pour $\tau=0$ (et égale à l'unité selon l'hypothèse précédemment effectuée $Es = \int s^2(t)dt_1 = 1$). Cette auto-corrélation peut prendre des valeurs négatives. Le second est un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 . U est donc un bruit blanc gaussien, de moyenne $c(\tau)$ et de variance σ^2 , et donc de densité de probabilité :

$$p_{U(x)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{[x - c(\tau)]^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{IV.48}$$

La probabilité de détection P_D est celle pour laquelle $U > Th$: le signal est présent et la décision prise par le récepteur est bien en faveur de la présence du signal. Ceci s'écrit :

$$P_D = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{Th}^{+\infty} \exp\left(-\frac{[x - c(\tau)]^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad \text{IV.49}$$

En utilisant la fonction :

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-t^2) dt \quad \text{IV.50}$$

et en posant

$$t = \frac{[x - c(\tau)]}{(\sigma\sqrt{2})} \quad \text{IV.51}$$

il vient :

$$P_D = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{Th - c(\tau)}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad \text{IV.52}$$

b. **Probabilité de fausse alarme**

Supposons l'hypothèse II vraie. Seul le bruit est présent à l'entrée du récepteur. Si nous admettons la présence d'une erreur de synchronisation (τ), Il vient alors :

$$U = \int_{t_1=0}^T s(t_1)n(t_1 + \tau) dt_1 \quad \text{IV.53}$$

Il s'agit d'un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 , donc de densité de probabilité :

$$p_U(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{IV.54}$$

La probabilité de fausse alarme P_{FA} est celle pour laquelle le signal est absent mais la décision prise par le récepteur est cependant en faveur de la présence du signal. Ceci s'écrit :

$$P_{FA} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{Th}^{+\infty} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad \text{IV.55}$$

En utilisant de nouveau la fonction $\text{erfc}(x)$ et en posant $t = x/(\sigma/\sqrt{2})$, il vient :

$$P_{FA} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Th}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad \text{IV.56}$$

L'outil essentiel de la théorie de la détection en radar est la fonction d'ambiguïté [Woodward 80]. Cette fonction caractérise les propriétés du signal comme instrument de mesure. Après émission d'un signal connu et la réception d'un écho, la fonction d'ambiguïté mesure la ressemblance de ce signal avec ses translatées en temps et en fréquence. C'est essentiellement une mesure de corrélation en fonction d'un retard et d'un décalage fréquentiel. Le radar présenté dans ces travaux est un radar utilisant des signaux ULB.

Ces signaux ULB, n'ayant pas de fréquence porteuse, ne nécessite pas d'étude de la fonction d'ambiguïté.

IV.4. Les caractéristiques opérationnelles d'un récepteur (Réseau COR)

Les courbes COR représentent la probabilité de détection P_D en fonction de la probabilité de fausse alarme P_{FA} . Les paramètres contrôlant les courbes sont le rapport signal sur bruit RSB (ou l'écart-type σ), l'erreur de synchronisation τ et la position du seuil Th .

Classiquement une courbe est obtenue pour τ et Th fixés, en faisant varier σ . Le réseau des courbes est ensuite obtenu en faisant varier Th (et plusieurs réseaux en faisant enfin varier τ).

En fait, toutes les représentations possibles peuvent être explorées en faisant d'abord varier l'un des trois paramètres, les deux autres étant fixes (courbe), puis un second paramètre en ne maintenant plus que le troisième fixe (réseau), et enfin en faisant varier aussi ce dernier (ensemble de réseaux).

IV.4.1. Cas particuliers :

a. Rapport Signal à Bruit élevé

Supposons d'abord le Rapport Signal à Bruit (RSB) élevé, c'est-à-dire σ très faible. La position du seuil devient prépondérante pour déterminer les probabilités P_D et P_{FA} .

Dans l'expression IV.56 de P_{FA} , l'argument de la fonction $erfc$ tend vers $+\infty$ si $Th > 0$ et $-\infty$ si $Th < 0$. Lorsque $Th = 0$, cet argument est nul (pour σ petit, mais non nul). Il vient donc :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} P_{FA} = \begin{cases} 0 & \text{si } Th > 0 \\ erfc(0)/2 = 1/2 & \text{si } Th = 0 \\ 1 & \text{si } Th < 0 \end{cases} \quad \text{IV.57}$$

En considérant l'expression (IV.52) de P_D , on voit que l'argument de la fonction $erfc$ tend vers $+\infty$ si $Th - c(\tau) > 0$ et $-\infty$ si $Th - c(\tau) < 0$. Dans le cas où $Th = c(\tau)$ (pour σ petit, mais non nul), l'argument précédent est nul. Il vient donc :

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} P_D = \begin{cases} 0 & \text{si } Th > c(\tau) \\ erfc(0)/2 = 1/2 & \text{si } Th = c(\tau) \\ 1 & \text{si } Th < c(\tau) \end{cases} \quad \text{IV.58}$$

b. **Rapport Signal à Bruit faible**

Supposons maintenant le RSB très faible, c'est-à-dire σ très élevé. La position du seuil devient pratiquement indifférente pour déterminer les probabilités P_D et P_{FA} . Dans les expressions (IV.56) de P_{FA} et (IV.52) de P_D , l'argument de la fonction $erfc$ tend vers 0, d'où:

$$\lim_{\sigma \rightarrow \infty} P_{FA} = \lim_{\sigma \rightarrow \infty} P_D = erfc(0)/2 = 1/2 \quad \text{IV.59}$$

c. **Seuil médian**

Considérons maintenant le cas d'un seuil médian, tel que les valeurs de Th et $Th - c(\tau)$ soient symétriques par rapport à 0, soit $Th = c(\tau)/2$. Ceci correspond à la droite, du réseau des courbes de la figure IV.8, passant par les points (0,1) et (1/2, 1/2). Les expressions (IV.56) de P_{FA} et (IV.52) de P_D deviennent alors :

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{1}{2} erfc\left(\frac{-c(\tau)}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \\ &= \frac{1}{2} erfc(0) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-c(\tau)/(2\sigma\sqrt{2})}^0 \exp(-t^2) dt \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{c(\tau)/(2\sigma\sqrt{2})} \exp(-t^2) dt \end{aligned} \quad \text{IV.60}$$

$$\begin{aligned} P_{FA} &= \frac{1}{2} erfc\left(\frac{c(\tau)}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \\ &= \frac{1}{2} erfc(0) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{c(\tau)/(2\sigma\sqrt{2})} \exp(-t^2) dt \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{c(\tau)/(2\sigma\sqrt{2})} \exp(-t^2) dt \end{aligned} \quad \text{IV.61}$$

Des équations IV.60 et IV.61 nous déduisons alors que :

$$P_D + P_{FA} = 1 \quad \text{IV.62}$$

Pour Th et τ fixés (donc uniquement σ variable), il s'agit de l'équation d'une droite. De plus, si l'on suppose $c(\tau) > 0$, on voit que $P_D > 1/2$ et $P_{FA} < 1/2$.

d. **Seuil haut**

Considérons maintenant le cas d'un seuil haut, tel que $Th = c(\tau)$ (on suppose $c(\tau) > 0$). Les expressions (IV.56) de P_{FA} et (IV.52) de P_D deviennent alors :

$$P_D = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(0) = \frac{1}{2} \quad \text{IV.63}$$

$$P_{FA} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{c(\tau)}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \quad \text{IV.64}$$

De l'équation ci-dessus, on déduit que $P_{FA} < 1/2$ si $c(\tau) < 0$.

e. **Seuil bas**

Considérons maintenant le cas d'un seuil bas, tel que $Th = 0$. Les expressions (IV.56) de P_{FA} et (IV.52) de P_D deviennent alors :

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{-c(\tau)}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{c(\tau)/(2\sigma\sqrt{2})} \exp(-t^2) dt \end{aligned} \quad \text{IV.65}$$

$$P_{FA} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(0) = \frac{1}{2} \quad \text{IV.66}$$

La première équation permet de déduire que $P_D > 1/2$ si l'on suppose encore que $c(\tau) > 0$.

IV.4.2. Procédure d'étude

Il est en fait plus simple de négliger le paramètre τ (défaut de synchronisation) dans un premier temps. Des réseaux COR de référence sont donc établis à retard nul (pour $\tau = 0$, soit $c(\tau) = 1$).

a. **Réseaux COR de référence**

Nous avons donc $c(\tau) = 1$ et il reste deux paramètres RSB et Th . On peut alors tracer deux réseaux distincts. Pour le premier réseau, chaque courbe correspond à une valeur fixe de Th et est décrite en faisant varier RSB (donc en fait σ). Pour le second réseau, les rôles de RSB et Th sont échangés.

Les réseaux peuvent être exploités en déterminant les régions du plan (RSB, Th) (ou encore (σ , Th)), dites exploitables, dans lesquelles la probabilité de détection est supérieure à une certaine limite minimale, alors que la probabilité de fausse alarme est inférieure à une limite maximale fixée :

$$P_D \geq P_D^{\min} \quad \text{IV.67}$$

$$P_{FA} \leq P_{FA}^{\min} \quad \text{IV.68}$$

b. Influence de τ

Les réseaux de référence et régions exploitables précédents peuvent être utilisés pour une valeur de τ quelconque. La méthode de mise en correspondance est plus simple lorsque $c(\tau) > 0$, cas qui sera le seul considéré dans ce qui suit.

La méthode de mise en correspondance consiste à définir un rapport signal sur bruit et un seuil apparent permettant d'utiliser les réseaux COR. En fait, le RSB est diminué par rapport à sa valeur réelle, du fait que $c(\tau) < 1$. Le RSB apparent est donné par :

$$\text{RSB}' = \text{RSB} - 10 \log_{10} [c(\tau)] \quad \text{IV.69}$$

Par contre, le seuil paraît augmenté par rapport à sa valeur réelle :

$$\text{Th}' = \text{Th}/c(\tau) \quad \text{IV.70}$$

Les régions exploitables peuvent alors être utilisées pour déterminer la valeur du défaut de synchronisation tolérable.

IV.4.3. Résultats

Les courbes COR de référence ont été établies à l'aide du logiciel Matlab.

La figure IV.8 représente les courbes COR obtenues en prenant Th comme paramètre différentiant les diverses courbes du réseau, la variation de RSB permettant de décrire une courbe donnée.

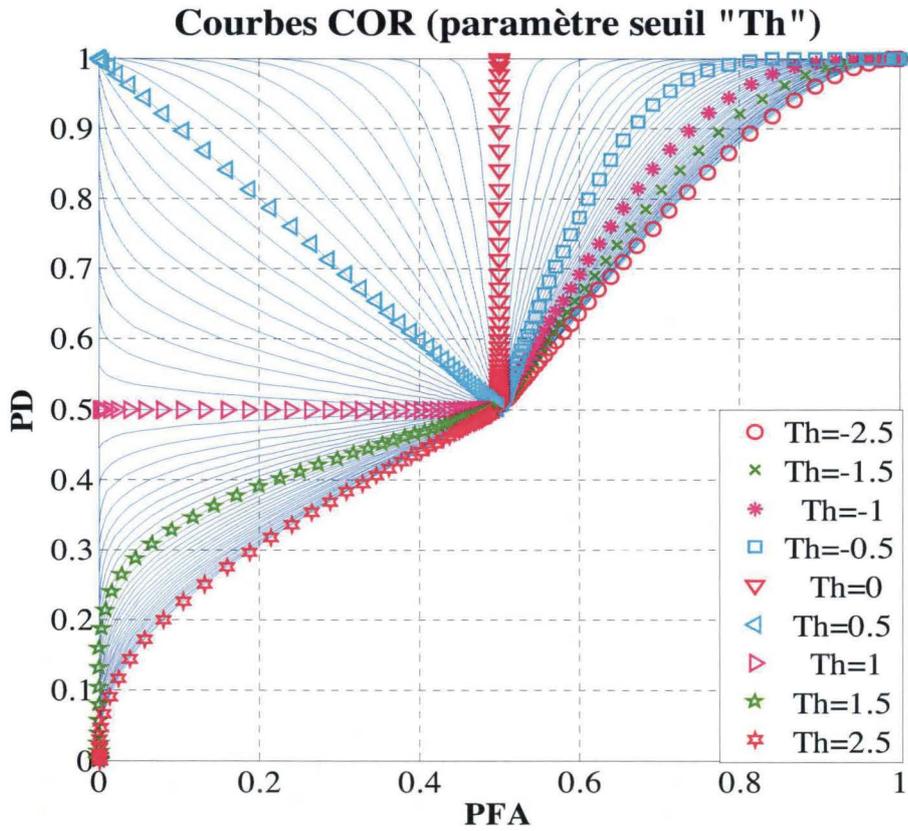


Figure IV.8: Courbes COR pour $c(\tau) = 1$ – Paramètre Th.

La figure IV.9 représente les courbes COR obtenues en prenant RSB comme paramètre différentiant les diverses courbes du réseau, la variation de Th permettant de décrire une courbe donnée.

On peut remarquer que les courbes correspondantes sont orthogonales à celles de la figure IV.8

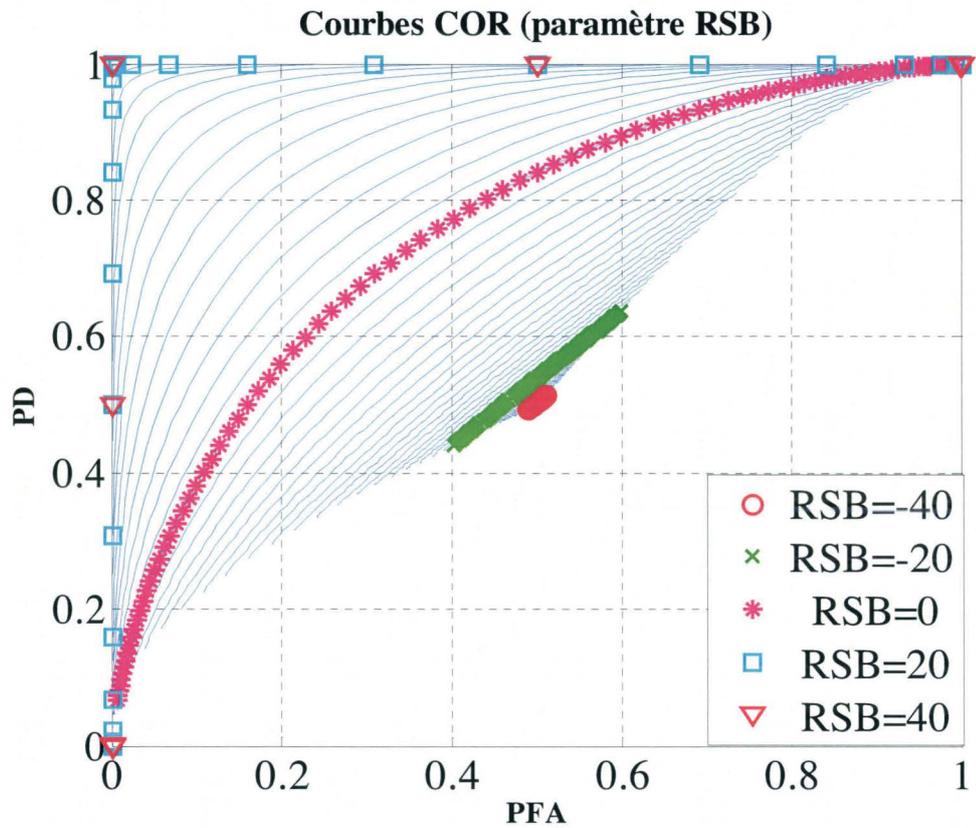


Figure IV.9: Courbes COR pour $c(\tau) = 1 - \text{Paramètre RSB}$.

La figure IV.10 fournit la région du plan (RSB, T_h) opérationnellement exploitable pour maintenir la probabilité de détection au-dessus de 99% et celle de fausse alarme inférieure à 1%.

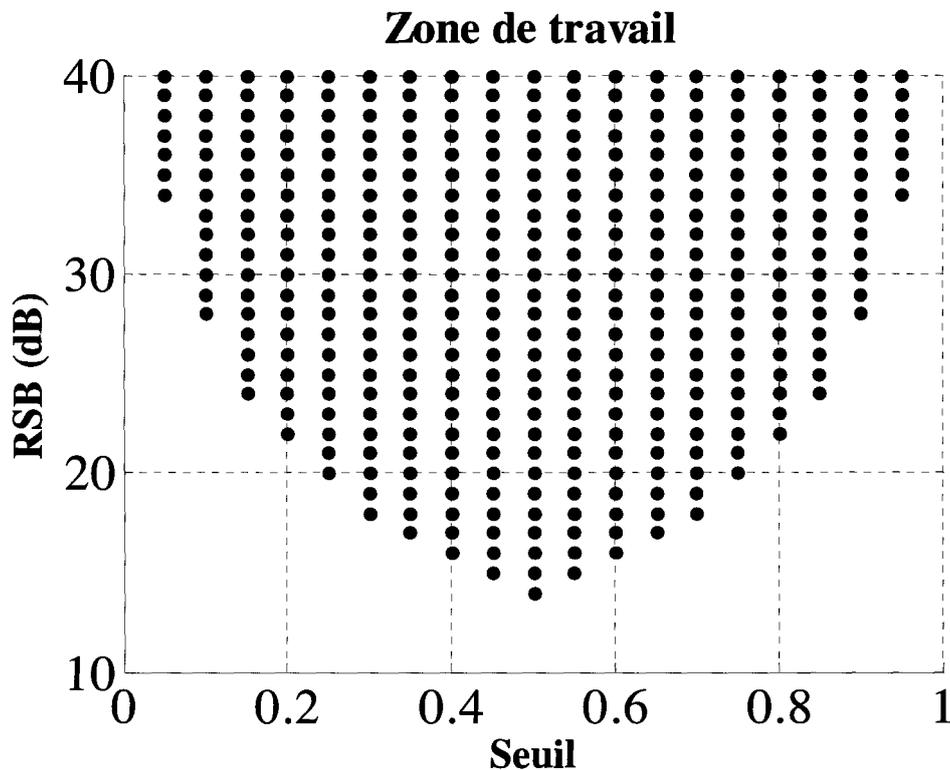


Figure IV.10: Région exploitable pour $P_D > 99\%$ et $P_{FA} < 1\%$.

IV.5. Algorithmes d'estimation du retard

Afin d'améliorer les performances de détection du système radar proposé dans ces travaux, une étude de nouveaux algorithmes d'estimation du retard a été menée. Une contrainte a été fixée : ces algorithmes doivent être compatibles avec une utilisation en temps réel dans notre prototype, ce qui impose des limites en utilisation de ressource mémoire et en temps de calcul. Les algorithmes visés sont basés sur les Statistiques d'Ordres Supérieurs (SOS) (en anglais Higher Order Statistics : HOS) qui sont présentées en annexe B.

Ils sont plus performants que la corrélation (Statistiques d'ordre 2) dans le cas où les bruits des deux capteurs distincts sont corrélés. Dans certaines applications, la détection se fait en appliquant les algorithmes sur les deux signaux reçus par les deux capteurs [Chiang 90], [Nikias 88], [Tugnait 91], [Tugnait 93] et [Zhang 91].

Dans notre étude nous ne disposons que du signal reçu par le radar pour effectuer la détection et notre motivation d'utiliser les SOS (Ordres supérieurs ou égaux à 3) réside dans leurs capacités de suppression du bruit gaussien reçu attaché au signal utile. En effet, l'utilisation des cumulants d'ordres supérieurs à 2 supprime le bruit gaussien et garde le signal utile ce qui améliore la détection. Afin de respecter la contrainte de complexité fixée auparavant, nous nous limitons aux ordres 3 et 4.

Dans la suite nous allons décrire les principaux algorithmes intéressants pour notre système radar.

IV.5.1. Algorithme de Nikias et Pan d'ordre 3

L'algorithme de Nikias et Pan d'ordre 3 est performant [Nikias 88] et [Menhaj 96]:

- Le signal utile $s(i)$ est non gaussien et de moyenne nulle.
- Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

Le signal reçu $r(i) = A.s(i-k) + n(i)$ peut s'écrire sous la forme $r(i) = \sum_{l=0}^{N-1} \Delta_l s(i-l) + n(i)$ IV.71

avec $\Delta_l = 0$ pour $l \neq k$ et $\Delta_k = A$.

Pour estimer k , nous allons calculer :

$$R_{crc}(i_0, i_1) = cum_3(s(i), r(i+i_0), s(i+i_1))$$

$$= \sum_{l=0}^{N-1} \Delta_l cum_3(s(i), s(i-l+i_0), s(i+i_1)) + cum_3(s(i), n(i+i_0), s(i+i_1)) \quad \text{IV.72}$$

Le bruit étant considéré gaussien alors $cum_3(s(i), n(i+i_0), s(i+i_1)) = 0$ IV.73

Donc

$$R_{crc}(i_0, i_1) = \sum_{l=0}^{N-1} \Delta_l R_{sss}(i_0, i_1) \quad \text{IV.74}$$

Sous forme matricielle cette équation devient :

$$R_{crc}(i_0, i_1) = R_{sss}(i_0 - l, i_1) \cdot \Delta_{org} \quad \text{IV.75}$$

où R_{sss} est une matrice, R_{crc} et Δ sont des vecteurs des cumulants et des Δ_l respectivement.

Pour $i_1=0, 1, -1$ on a :

$$R_{sss} = \begin{bmatrix} R_{sss}(0,0) & \dots & R_{sss}(-(N-1),0) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ R_{sss}(N-1,0) & \dots & R_{sss}(0,0) \\ R_{sss}(0,1) & \dots & R_{sss}(-(N-1),1) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ R_{sss}(N-1,1) & \dots & R_{sss}(0,1) \\ R_{sss}(0,-1) & \dots & R_{sss}(-(N-1),-1) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ R_{sss}(N-1,-1) & \dots & R_{sss}(0,-1) \end{bmatrix}, R_{srs} = \begin{bmatrix} R_{srs}(0,0) \\ \vdots \\ R_{srs}(N-1,0) \\ R_{srs}(0,1) \\ \vdots \\ R_{srs}(N-1,1) \\ R_{srs}(0,-1) \\ \vdots \\ R_{srs}(N-1,-1) \end{bmatrix} \text{ et } \Delta = \begin{bmatrix} \Delta_0 \\ \Delta_1 \\ \vdots \\ \Delta_{N-1} \end{bmatrix} \quad \text{IV.76}$$

La résolution de ce système linéaire donne l'expression originale de l'algorithme de Nikias et Pan:

$$\Delta = (R_{sss}^T \cdot R_{sss})^{-1} \cdot R_{sss}^T \cdot R_{srs} \quad \text{IV.77}$$

Puisque $\Delta_l = 0$ pour $l \neq k$ et $\Delta_k = A$, alors l'algorithme de Nikias est Pan impose que Δ soit maximum en Δ_k

IV.5.2. Algorithme de Tugnait d'ordre 3

L'algorithme de Tugnait d'ordre 3 est performant pour des signaux présentant les caractéristiques suivantes [Tugnait 93], [Frémont 03] et [Zaindouni 08] :

- Le signal utile $s(i)$ est de moyenne nulle, stationnaire et non gaussien, tel que son bispectre soit non strictement nul.
- Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

L'expression originale de cet algorithme utilisée dans les études menées dans [Tugnait 93], [Frémont 03] et [Zaindouni 08] est la suivante :

$$J_3(i_0) = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}(j)C_{sss}(j+i_0)}{\sqrt{\left[\sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}^2(j) \right] \left[\sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}^2(j) \right]}} \quad \text{IV.78}$$

où le nombre n est fixé pour avoir le cumulante $C_{sss}(n, j) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i)s(i+n)r(i+j)$ non strictement nul quel que soit j . Pour un entier n fixe ce cumulante s'écrit seulement en fonction de j : $C_{sss}(j) = C_{sss}(n, j)$.

Cet algorithme est basé sur l'assertion selon laquelle le bruit étant gaussien, son cumulante d'ordre 3 est nul. Et donc nous avons d'après la multilinéarité et après simplification :

$$\begin{aligned}
 C_{ssr}(j+i_0) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i)s(i+n)r(i+j+i_0) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i)s(i+n)(A.s(i+j+i_0-k) + n(i+j+i_0)) \\
 &= \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i)s(i+n)s(i+j+i_0-k) \\
 &= A S_{sss}(j+i_0-k)
 \end{aligned} \tag{IV.79}$$

Le numérateur de l'algorithme est la corrélation entre les deux cumulants $C_{sss}(j)$ et $C_{ssr}(j)$:

$$\sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}(j)C_{ssr}(j+i_0) = A \sum_{j=0}^{N-1} C_{sss}(j)C_{sss}(j+i_0-k) \tag{IV.80}$$

Puisque cette corrélation est maximale à l'instant $i_0=k$, alors l'algorithme de Tugnait d'ordre 3 l'est aussi.

IV.5.3. L'algorithme de Tugnait à l'ordre 4

L'algorithme de Tugnait d'ordre 4 nécessite, pour être performant, des signaux ayant les propriétés suivantes [Tugnait 91], [Tugnait 93], [Frémont 03] et [Zaindouni 08] :

- Le signal utile $s(i)$ est non gaussien, de cumulante d'ordre 4 non nul.
- Le bruit est stationnaire, de moyenne nulle et gaussien.

L'expression originale de cet algorithme est [Tugnait 93], [Frémont 03] et [Zaindouni 08] :

$$J_4(i_0) = \frac{cum_4(s(i-i_0), s(i-i_0), r(i), r(i))}{\sqrt{|cum_4((s(i), s(i)))| |cum_4(r(i), r(i))|}} \tag{IV.81}$$

avec :

$$cum_4(s(i-i_0), s(i-i_0), r(i), r(i)) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s^2(i-k)r^2(i) - 2 \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i-i_0)r(i) \right]^2 - \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s^2(i-i_0) \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r^2(i) \right] \tag{IV.82}$$

Cet algorithme est basé sur l'assertion selon laquelle le bruit étant gaussien, son cumulant d'ordre 4 est nul. Et donc, nous avons d'après la multilinéarité et après simplification :

$$\begin{aligned} \text{cum}_4(c(i - i_0); c(i - i_0); r(i); r(i)) &= \text{cum}_4(c(i - i_0); c(i - i_0); A \cdot c(i - k); A \cdot c(i - k)) \quad \text{IV.83} \\ &= A^2 \text{cum}_4(c(i - i_0); c(i - i_0); c(i - k); c(i - k)) \end{aligned}$$

Ce terme est maximum en $i_0 = k$, donc l'estimateur $J_4(i_0)$ est maximum à cet instant.

Contrairement aux études réalisées au sein de nos laboratoires sur ces algorithmes pour les radars conventionnels [Frément 03], [ElHillali 05] et [Zaidouni 08], ces expressions ne seront pas simplifiées pour les radars ULB du fait de l'utilisation des formes d'ondes ULB.

Nous montrerons l'application et l'intérêt de ces algorithmes sur un signal reçu expérimentalement sur une plaque métallique à 5 m. Le signal reçu et la corrélation sont montrés dans les figures suivantes.

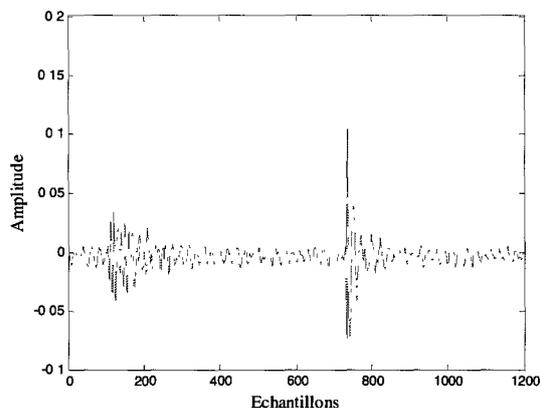


Figure IV.11 : Signal réfléchi par les trois obstacles

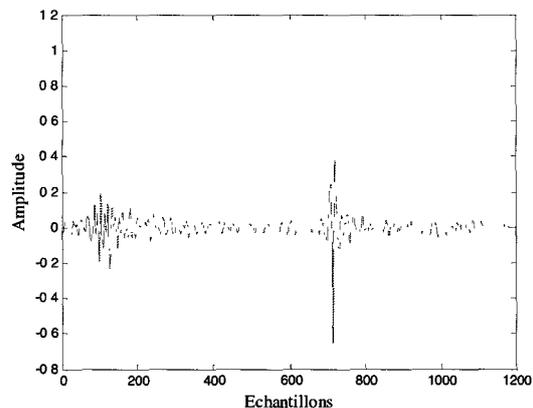


Figure IV.12: Corrélation du signal reçu avec l'impulsion de référence

Une comparaison entre l'algorithme Tugnait d'ordre 3 et d'ordre 4 est présentée dans les figures suivantes :

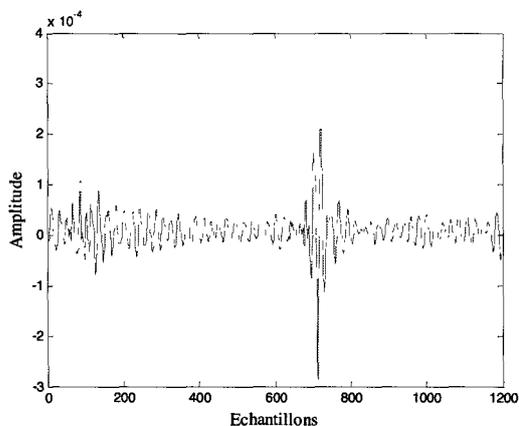


Figure IV.13: Tugnait 3 appliqué sur le signal reçu

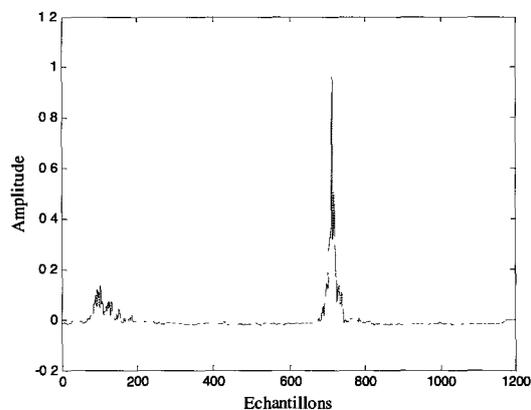


Figure IV.14: Tugnait 4 appliqué sur le signal reçu

On remarque que le résultat de Tugnait d'ordre 4 sur le signal reçu réduit clairement le niveau du brut ainsi que celui des lobes secondaires. En plus, l'amplitude des pics correspondants aux cibles est négligeable dans le résultat donné par Tugnait 3 devant l'amplitude des pics donnés par Tugnait 4. un autre avantage pour l'algorithme Tugnait 4 est le temps de calcul, il est beaucoup plus court que celui de Tugnait 3.

Afin d'évaluer les performances et de valider le fonctionnement du radar en environnement réel dans le but de connaître ses performances brutes, nous avons développé un prototype de laboratoire permettant de mettre en œuvre plusieurs scénarios. Cette partie décrit le dispositif expérimental et les résultats obtenus.

IV.6. Résultats des mesures

Un prototype de laboratoire a été développé. Plusieurs tests, mettant en œuvre plusieurs scénarios, ont été effectués en espace libre, à l'aéroport militaire désaffecté de Cambrai, puis en chambre anéchoïque dans le but d'évaluer les performances du radar ULB. Dans ce paragraphe nous allons présenter le prototype utilisé pour les expérimentations réalisées ainsi que les résultats obtenus.

La configuration émetteur/récepteur est présentée par la figure IV.15. Les impulsions monocycles, d'amplitude 1 V crête à crête et de largeur 300 ps, utilisées pour les mesures, ont été générées à l'aide d'un générateur d'impulsions ULB de fréquence d'échantillonnage de 20 GécH/sec. Les antennes d'émission et de réception sont des antennes de type « Vivaldi », à motifs périodiques, où chaque motif possède une ouverture progressive qui permet un passage progressif de l'impédance de la ligne (ou du guide) à l'espace libre, comme pour une antenne cornet. Les antennes « Vivaldi » sont souvent large bande ou double bande dans le domaine des GigaHertz. Le récepteur comporte un oscilloscope à échantillonnage direct à 40 GécH/sec, 12 GHz de largeur de bande et 8 bits de précision. Afin de déterminer la position de l'obstacle, le signal reçu est corrélé avec le signal de référence et la distance de la source à l'obstacle est calculée en utilisant la méthode de détection de seuil.

Plusieurs types d'obstacles ont été testés parmi lesquels, une plaque métallique de dimension 1m², une plaque en bois de dimension 1m², plusieurs types de voitures (Xsara Picasso, Opel Vectra et une Polo Volkswagen) et un piéton.

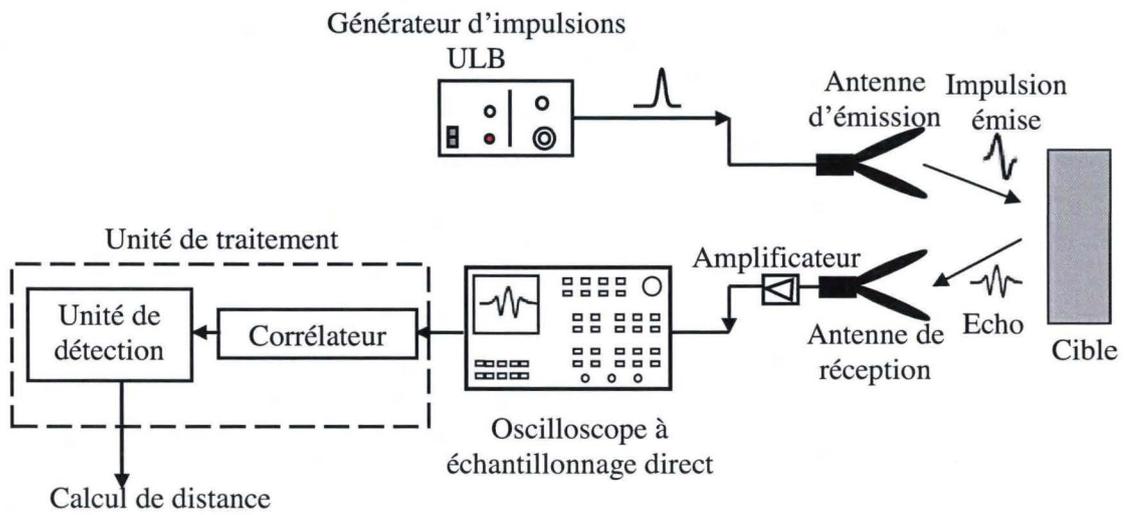


Figure IV.15 : Schéma synoptique du radar ULB réalisé

A l'aide de ce prototype, plusieurs tests ont été effectués en espace libre. Après traitement des signaux reçus, on a remarqué que ce radar ULB offre une bonne précision pour le calcul de la distance ainsi qu'un grand pouvoir d'identification du type d'obstacles détectés grâce à la signature radar. La photo IV.1 montre le matériel utilisé pour ces mesures.

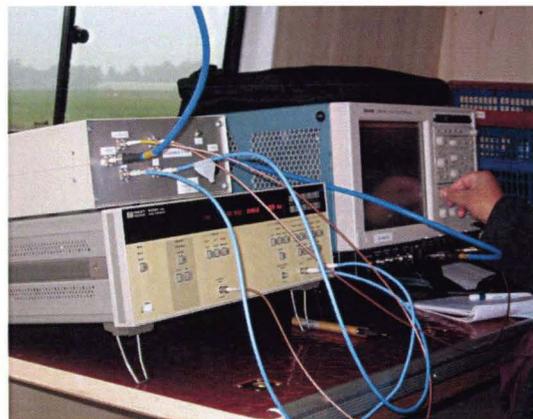




Photo IV.1 : matériel utilisé pour les mesures

Pour ces expérimentations, les impulsions monocycles ont été envoyées à travers les antennes. La figure IV.16 illustre la forme de l'impulsion envoyée. Cette impulsion subit une première déformation causée par l'antenne d'émission puis une seconde par l'antenne de réception après réflexion sur l'obstacle. Pour cette raison, l'impulsion de référence considérée pour les traitements est l'impulsion monocycle déformée par les deux antennes. Pour établir cette référence, on a considéré le signal reçu d'une impulsion monocycle après passage dans les deux antennes mises face à face. La figure IV.17 présente la forme du signal de référence considérée.

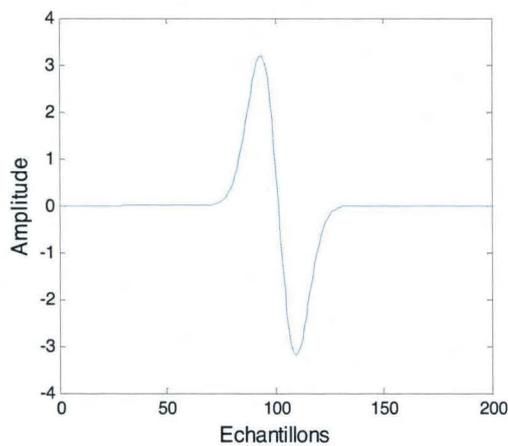


Figure IV.16 : Impulsion monocycle

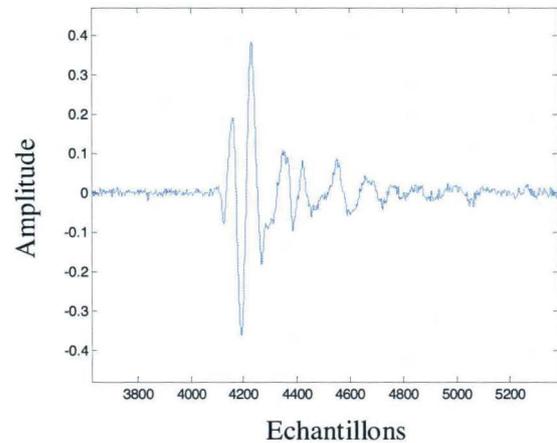


Figure IV.17 : Signal de référence

IV.6.1. Configurations de mesures

Plusieurs configurations ont été réalisées, en utilisant différents types d'obstacles, sous différents angles, à plusieurs distances et en combinant plusieurs obstacles. Ces configurations sont rassemblées dans le tableau IV.1 suivant, en utilisant l'impulsion monocycle.

Plaque métallique (1m ²)		24 cm	1,30 m	2,80 m	5 m	8 m	9.8 m	15 m	20 m
Plaque bois (1m ²)		1,30 m	3,25 m						
Voiture Xsara Picasso	Arrière	67 cm	1 m	2 m	3 m	6 m	10 m		
	Face	2,10 m	3,60 m	4,50 m					
	travers	3,50 m	6,50 m						
Plusieurs Obstacles	Voiture et plaque métallique	Voiture: 5 m	Plaque : 3 m	piéton : 1,70 m	Glissière: 2,70 m				
	Voiture plaque et piéton								
	Piéton et glissière								
Glissière autoroute		Face : 2,70 m							
Piéton		2 m	7,60 m						

Tableau IV.1 : Configuration des mesures

Dans la configuration des mesures, la puissance moyenne du signal en l'absence de cible est de $2,7 \cdot 10^{-4}$ (V). La variance calculée sur ce même signal est de $1 \cdot 10^{-6}$ (v²).

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons présenter quelques exemples de signaux reçus, de résultats de corrélation et des distances calculées. La totalité des résultats obtenus est donnée dans le tableau IV.2.

a. **Cas d'une cible unique**

On a placé la plaque métallique à plusieurs distances (photo IV.2)



Photo IV.2 : Mesures avec la plaque métallique

La figure IV.18 illustre le signal reçu après réflexion sur la plaque métallique placée à 1,30 mètre. La première impulsion, observée sur la même figure, représente la fuite entre l'antenne d'émission et celle de réception, la deuxième est l'impulsion réfléchiée par l'obstacle. Afin de contourner ce problème de fuite radar, des mesures de caractérisation ont été effectuées dans la chambre anéchoïque dans le but de définir la distance optimale entre les deux antennes qui permet de réduire cette fuite sans affecter l'écho réfléchi par l'obstacle. Les résultats sont montrés dans le paragraphe IV.6.2.

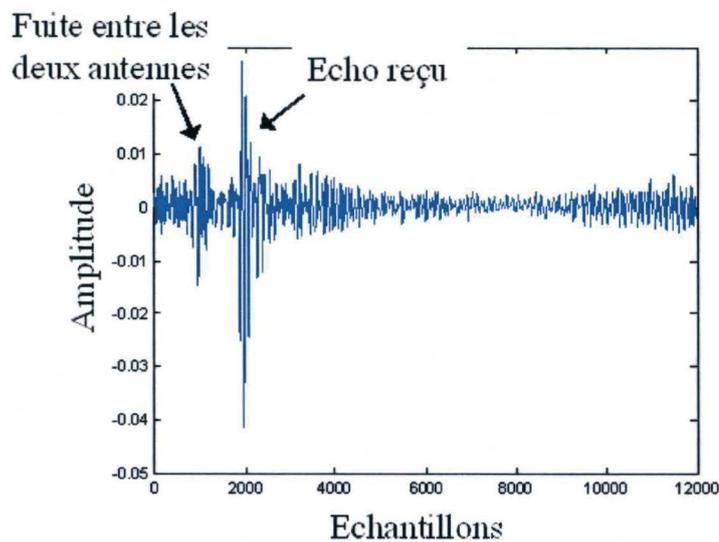


Figure IV.18 : Echo reçu de la plaque métallique placée à 1,30 m

Afin de calculer la distance entre le radar et l'obstacle, une corrélation entre le signal reçu et l'impulsion de référence est effectuée. Le résultat est présenté figure IV.19.

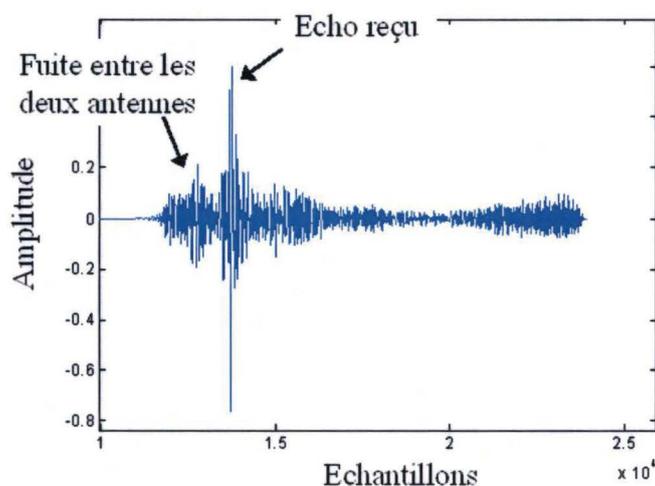


Figure IV.19 : Signal corrélé

Sur le signal corrélé (figure IV.19), on remarque la présence du pic correspondant à l'écho reçu de forte amplitude, qui va permettre de mesurer la distance entre les antennes du radar et l'obstacle. Cette distance sera ensuite comparée à la distance réelle afin d'évaluer les performances du radar.

Après calcul à l'aide des outils Matlab, on obtient $d = 1,27$ m mesurée pour une distance réelle de 1,30 mètre, la détection est donc effectuée avec une bonne précision.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus en utilisant la plaque métallique placée à 8 mètres. Le signal reçu est présenté figure IV.20 et le signal corrélé est présenté figure IV.21

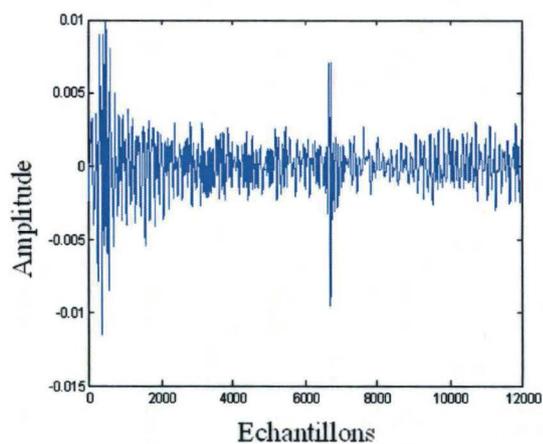


Figure IV.20: Echo reçu de la plaque métallique placée à 8 m

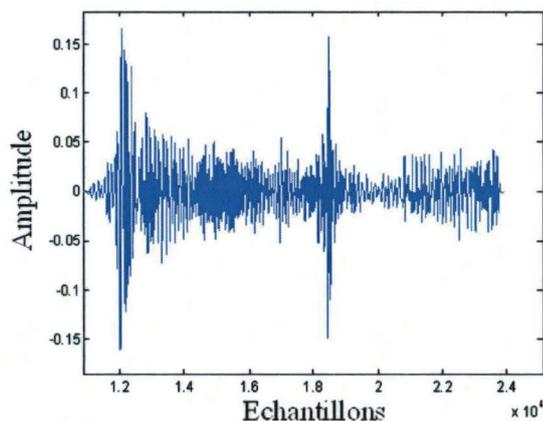


Figure IV.21 : Signal corrélé

La distance évaluée par après corrélation est de 8,04m, ce qui est proche de la distance théorique.

Pour la suite des expérimentations, nous avons testé différents types de matériaux. Ainsi, nous avons placé une plaque en bois à différentes distances ; nous montrons figures IV.22 et IV.23, des exemples du signal reçu ainsi que le signal de corrélation obtenu en utilisant la plaque en bois à 1,30 mètre.

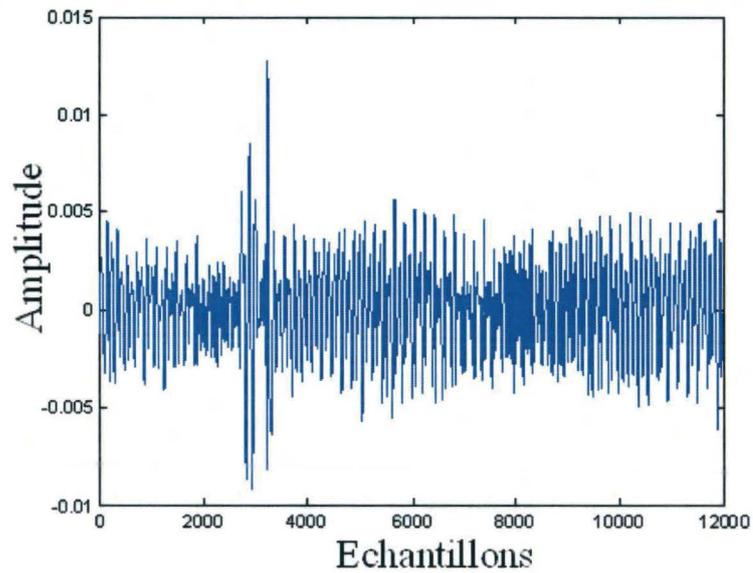


Figure IV.22 : Echo reçu de la plaque en bois placée à 1,30 m

Le signal de corrélation est présenté figure IV.23 suivante.

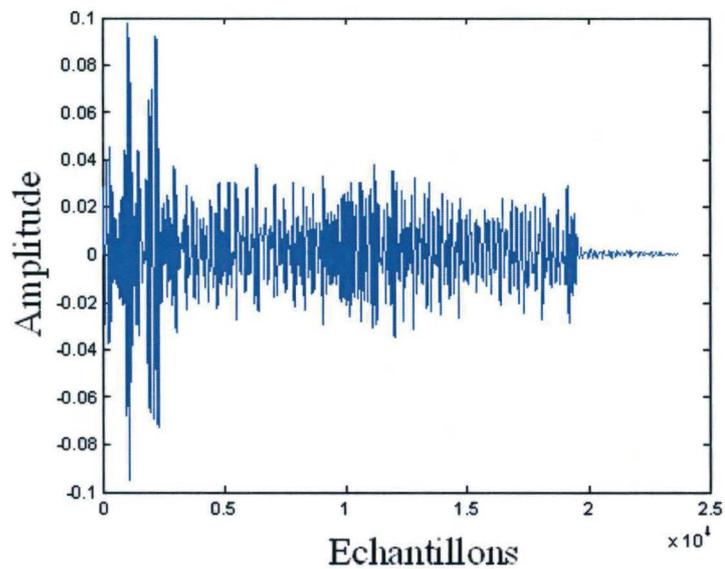


Figure IV.23 : Signal corrélé

La distance calculée après corrélation est 1,44 m au lieu de 1,30 m distance réelle.

Etant donné que le dispositif est prévu pour être embarqué sur les véhicules routiers, nous avons envisagé de nous mettre dans les conditions réalistes de la route, en effectuant des mesures avec des voitures et une vraie glissière d'autoroute qui sont des obstacles typiquement rencontrés dans ces milieux.

Nous avons ainsi poursuivi les expérimentations par une série de tests, en plaçant la voiture à différentes distances et sous différents angles.

Nous montrons ici l'exemple d'une configuration de mesure pour laquelle la voiture placée à 3 mètres du radar (photo IV.3) dans le sens de la marche.



Photo IV.3 : Mesure sur la voiture vue par l'arrière à 3m

Le signal reçu est présenté figure IV.24 et le calcul de la corrélation est présenté figure IV.25.

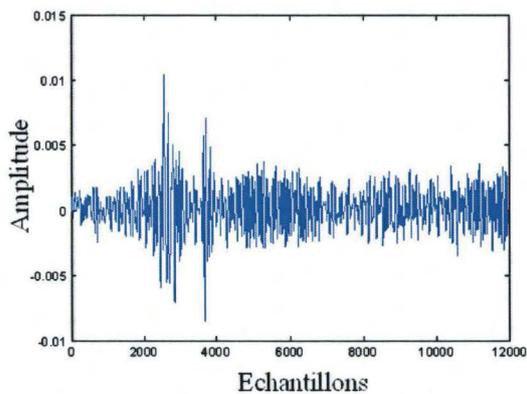


Figure IV.24 : Echo reçu de la voiture placée à 3 m

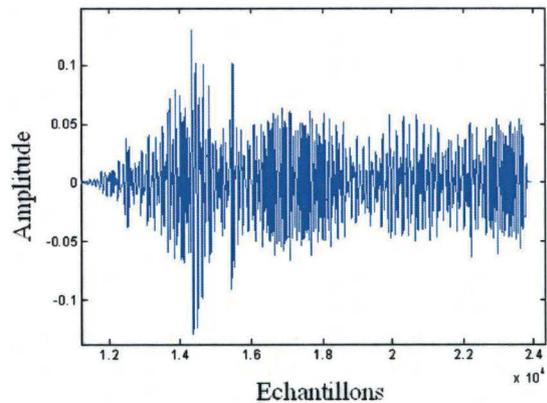


Figure IV.25 : Signal corrélé

La distance calculée après corrélation est égale à 2,90 m pour une distance réelle de 3 m.

Puis nous avons placé une glissière à 2,70 mètres de distance face aux antennes du radar (photo IV.4). Le signal reçu est montré figure IV.26



Photo IV.4: Mesures sur une glissière d'autoroute.

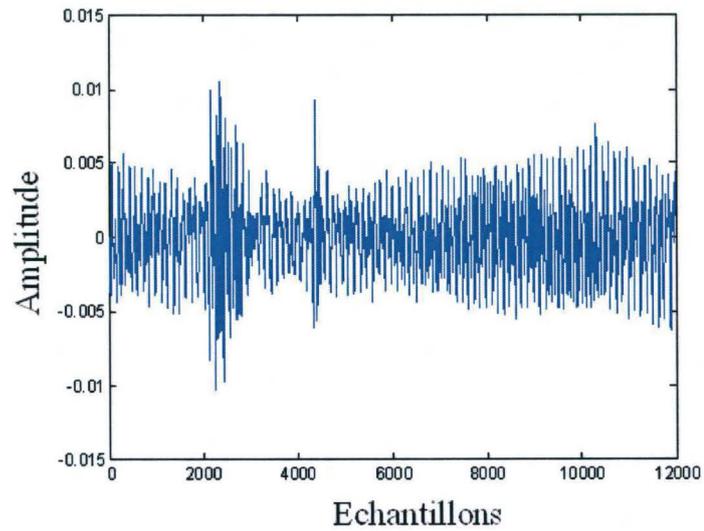


Figure IV.26 : Echo reçu de la glissière d'autoroute placée à 2,70 m

La corrélation avec le signal de référence est présentée figure IV.27

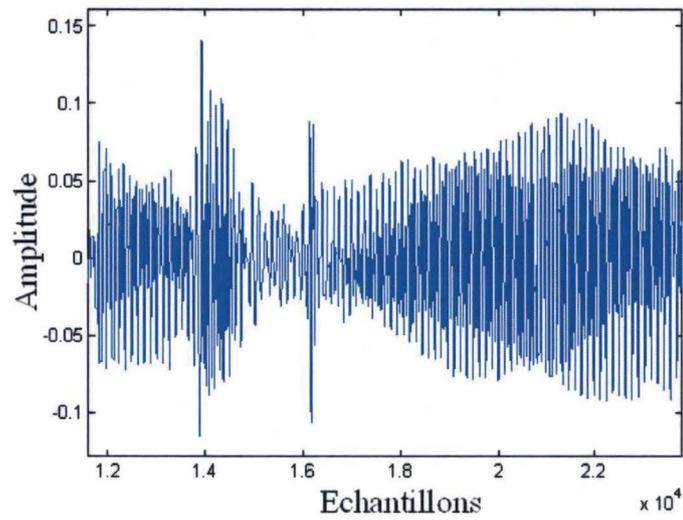


Figure IV.27 : Signal correlé dans le cas de la glissière

Le calcul de la distance estimée par le radar après corrélation est de 2,72 m, ce qui est proche de la distance réelle.

La campagne de mesures s'est poursuivie en utilisant un piéton (photo IV.5) comme obstacle, à une distance réelle de 1,70 m.



Photo IV.5: Mesure sur un piéton

Le signal reçu est présenté figure IV.28

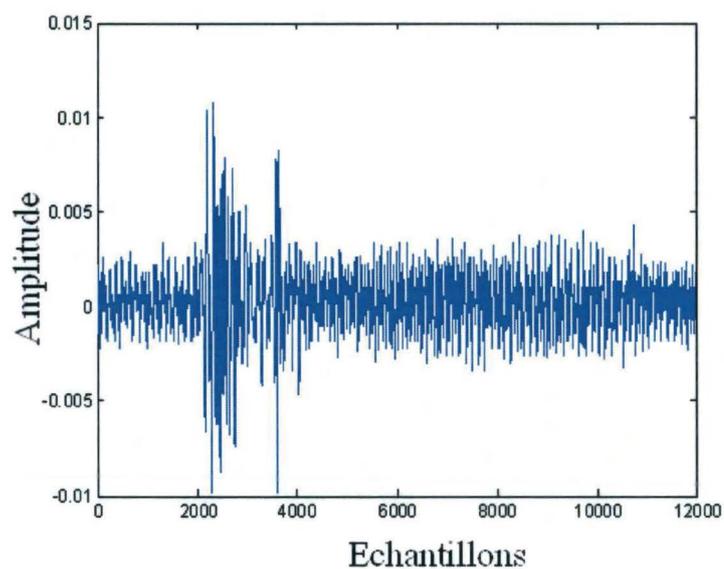


Figure IV.28 : Echo reçu du piéton placé à 1,70 m

Le signal corrélé est présenté dans la figure suivante :

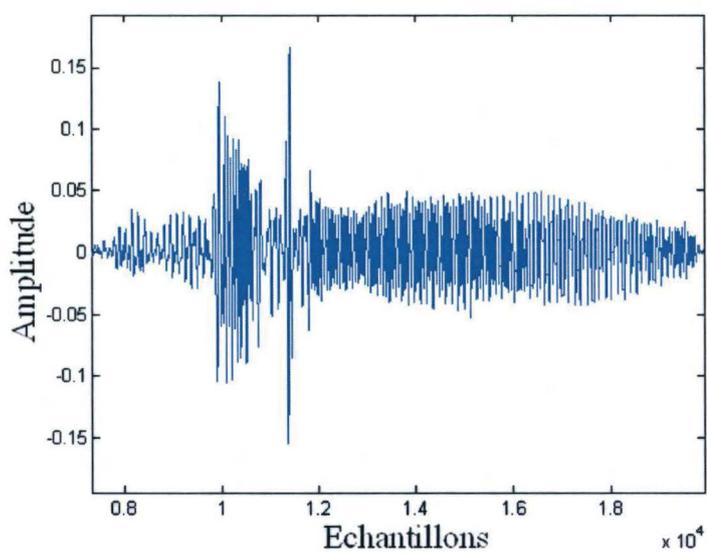


Figure IV.29 : Signal corrélé

Après calcul de la distance, on trouve le résultat suivant $D = 1,57$ mètre pour une distance de 1,70 mètre réelle.

b. **Cas de plusieurs cibles**

Pour les cas de la combinaison de plusieurs obstacles : une voiture placée à 5 m, une plaque métallique à 3 m et un piéton situé à 1,70 m. Le signal reçu est montré sur la figure IV.30 suivante.

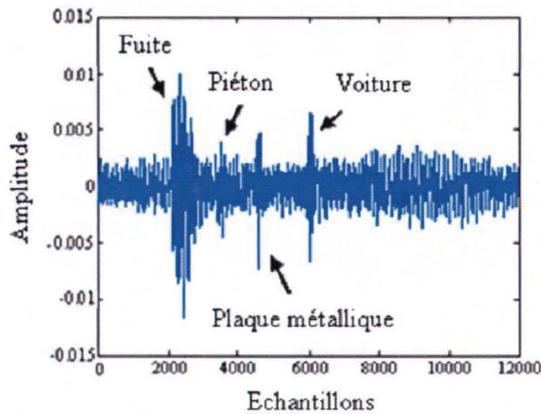


Figure IV.30 : Signal réfléchi par plusieurs obstacles

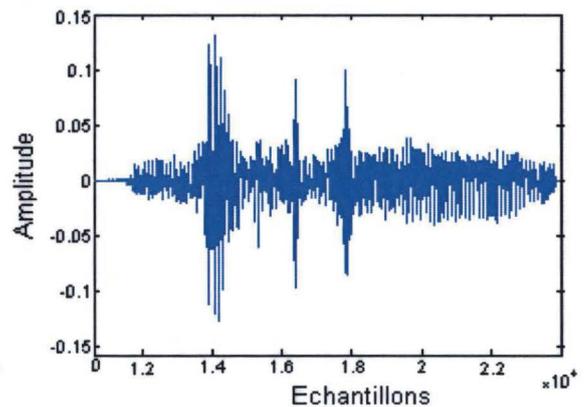


Figure IV.31: Corrélation du signal reçu avec l'impulsion de référence

Après corrélation avec le signal de référence (cf. Figure IV.31), les distances estimées après corrélation sont les suivantes : 4,99 m pour la voiture au lieu de 5 m, 2,88m pour la plaque métallique au lieu de 3 m et 1,57 m pour le piéton au lieu de 1,7 m.

L'ensemble des résultats est donné dans le tableau IV.2 récapitulatif suivant:

		Distance réelle (m)	Distance calculée (m)	Précision (m)
Plaque métallique		0,24	-----	-----
		1,30	1,27	0,03
		2,80	2,82	0,02
		3	2,88	0,12
		5	4,99	0,01
		8	8,04	0,04
		15	-----	-----
		20	-----	-----
Voiture	Arrière	0,67	0,77	0,10
		1	1,16	0,16
		2	2,34	0,34
		3	3,31	0,31
		10	10,04	0,04
	Face	2,10	2,20	0,10
		3,60	3,29	0,31
		4,50	4,27	0,23
	Côté	3,50	3,12	0,38
6,50		-----	-----	
Plaque bois	1,30	1,44	0,14	
	3,25	3,19	0,06	

Glissière autoroute	2,70	2,72	0,02
piéton	1,70	1,57	0,13
	2	1,85	0,15
	7,60	6,98	0,62

Tableau IV.2 : Tableau récapitulatif des résultats expérimentaux

IV.6.2. Écartement des antennes

Afin d'étudier la distance optimale entre les antennes d'émission et de réception, nous avons fixé une cible (plaque métallique) à 2,30 m et nous avons testé plusieurs écartements entre les antennes et quelques exemples de résultats sont donnés ci-après. La figure IV.32 montre le signal reçu avec un écartement entre les deux antennes de 23 cm.

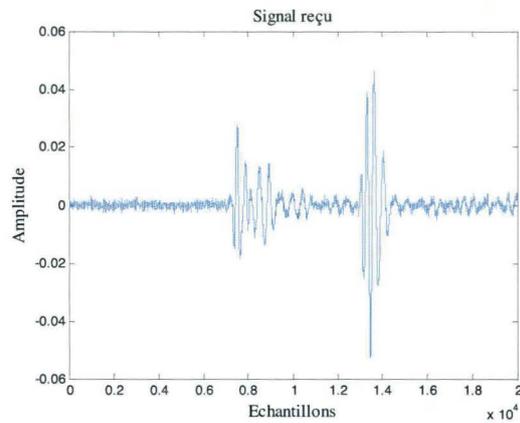


Figure IV.32 : Signal reçu avec écartement entre antennes de 23 cm

La distance calculée en envisageant l'écartement de 23 cm entre les antennes est de 2,29 m au lieu de 2,3 m théorique.

La même configuration avec un écartement de 30,5 cm donne le résultat suivant :

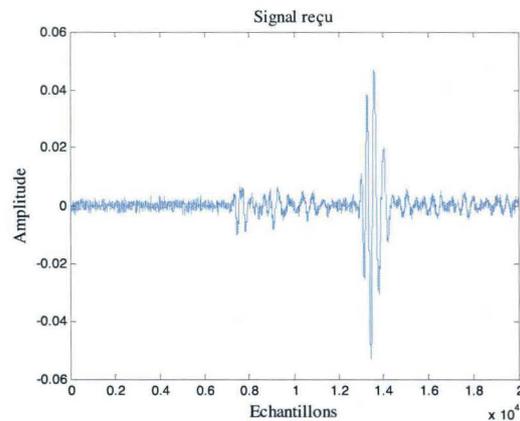


Figure IV.33 : Signal reçu avec écartement entre antennes de 30,5 cm

Avec 73 cm nous avons le signal reçu montré sur le schéma de la figure IV.34 suivante.

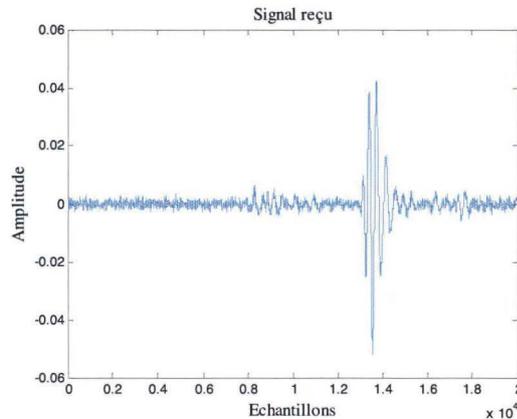


Figure IV.34 : Signal reçu avec écartement entre antennes de 73 cm.

Dans les deux derniers cas de figure, le calcul de la distance donne le même résultat que le premier cas à savoir 2,29 m.

On voit sur les figures que l'écartement entre les deux antennes tend à minimiser la fuite sans affecter l'écho de l'obstacle ni influencer le calcul de la distance. Néanmoins, un compromis est à trouver pour une réception optimale afin de prendre en compte toutes les situations rencontrées à savoir les obstacles proches ou à grande distance, des objets à faible ou grande surface équivalente radar, etc.

Comme évoqué auparavant, en conclusion de ces mesures, par rapport aux calculs de distances, on remarque que, avec une connaissance a priori des positions d'obstacles, le radar ULB offre une très bonne précision.

En revanche, pour une détection automatique des obstacles, on remarque que sur le signal corrélé, il est difficile de distinguer le pic de corrélation correspondant aux obstacles de celui du bruit et il est quasiment impossible d'associer le pic à l'obstacle correspondant. C'est pour cette raison qu'au lieu de nous limiter au traitement par corrélation, nous avons envisagé l'étude d'autres types de traitements tels que les statistiques d'ordre supérieur etc.

Dans le paragraphe suivant, nous allons montrer des exemples de résultats obtenus en utilisant par exemple l'algorithme de « Tugnait » d'ordre 4 en reprenant les mêmes exemples de signaux utilisés pour le calcul par corrélation.

a. **Cas de mono-cible**

Pour la plaque métallique, les résultats avec Tugnait 4 sont montrés respectivement sur les figures IV.35 et IV.36 pour les distances 1,30 m et 8 m.

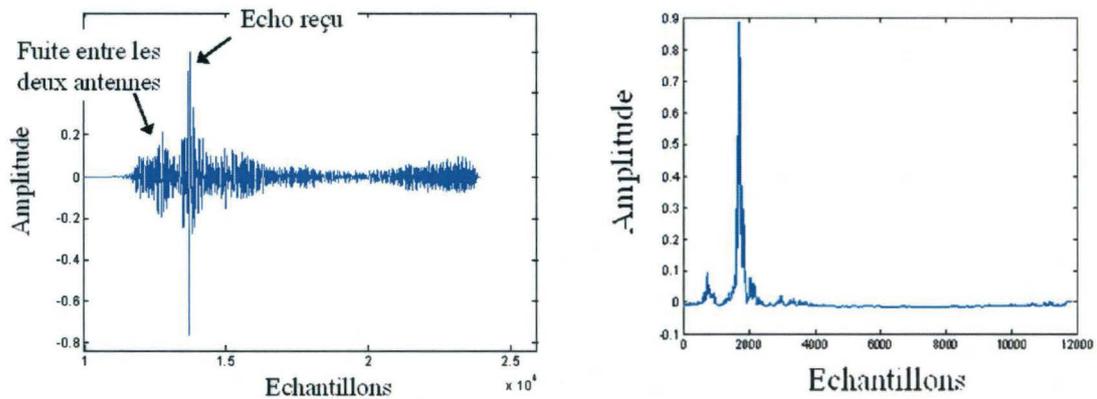


Figure IV.35 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l'algorithme « Tugnait » d'ordre 4 pour la plaque métallique placée à 1,30 m.

Le résultat de calcul de distance en utilisant l'algorithme de « Tugnait » d'ordre 4 donne une distance estimée à 1,28m pour une distance réelle de 1,30 m.

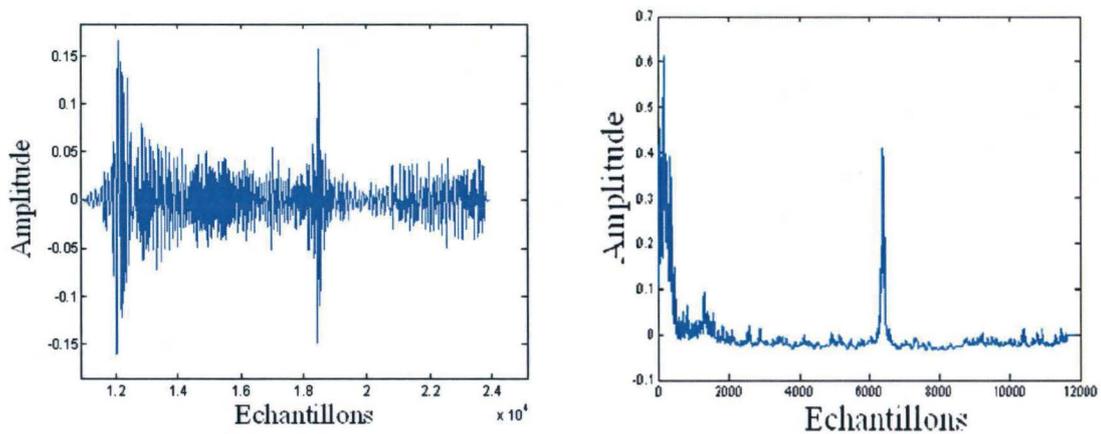


Figure IV.36 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l'algorithme « Tugnait » d'ordre 4 pour la plaque métallique placée à 8 m.

Pour la distance de 8 m, l'algorithme « Tugnait 4 » donne la distance de 7,98 m.

Pour la plaque de bois placée à 1,30 m, l'application du Tugnait 4 a donné le résultat montré dans la figure IV.37 suivante :

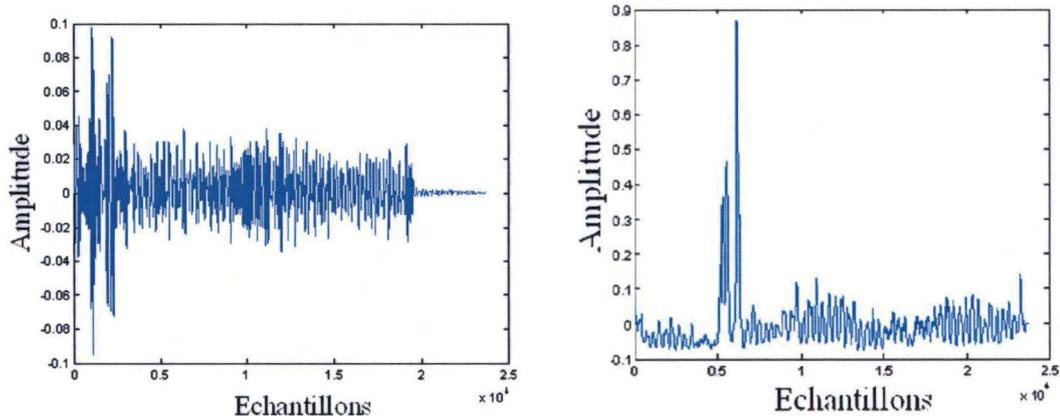


Figure IV.37 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l’algorithme « Tugnait » d’ordre 4 pour la plaque en bois placée à 1,30 m.

Le résultat de calcul de la distance avec Tugnait 4 donne une distance estimée à 1,31 m au lieu de 1,30 m distance réelle.

Pour la voiture placée à 3 m :

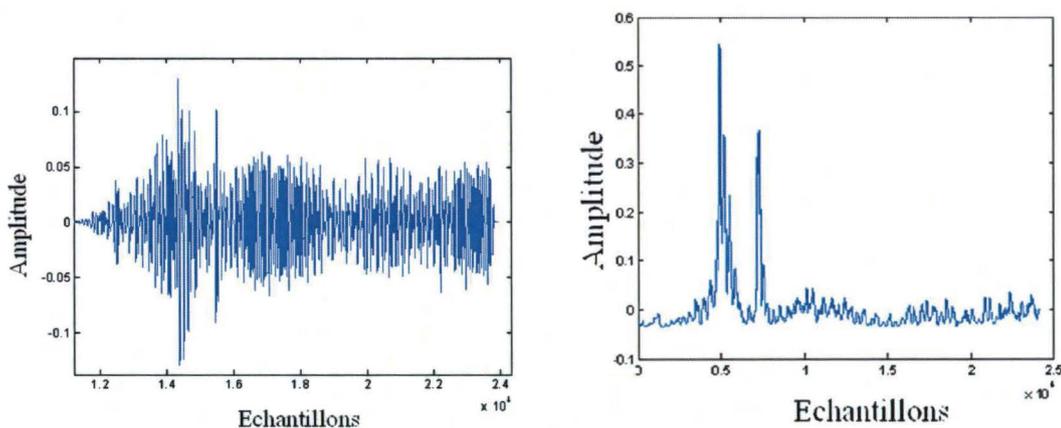


Figure IV.38 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l’algorithme « Tugnait » d’ordre 4 pour la voiture placée à 3 m.

La distance calculée à l’aide de « Tugnait 4 » est 2,90 m

La glissière d’autoroute placée à 2,70 donne le résultat suivant :

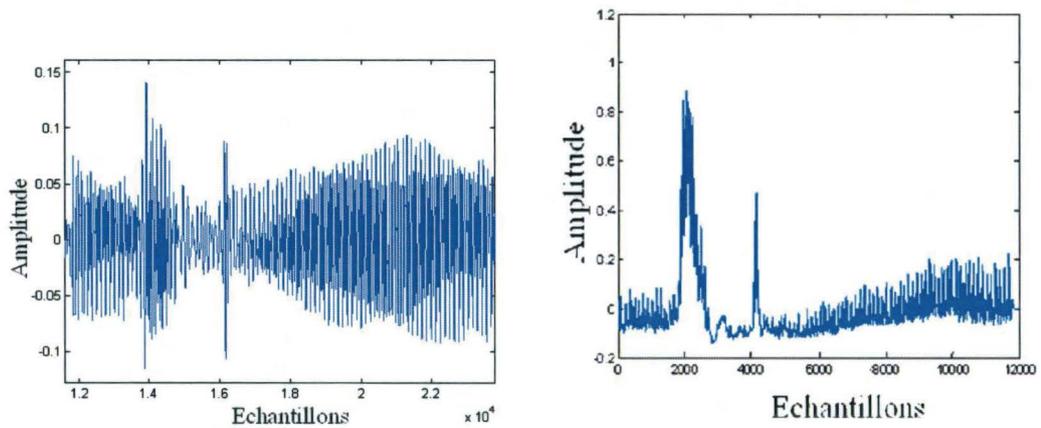


Figure IV.39 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l'algorithme « Tugnait » d'ordre 4 pour la glissière d'autoroute placée à 2,70 m.

Le calcul de la distance avec Tugnait 4 donne le résultat suivant : $d=2,62$ m

Pour le piéton à 1,70 m :

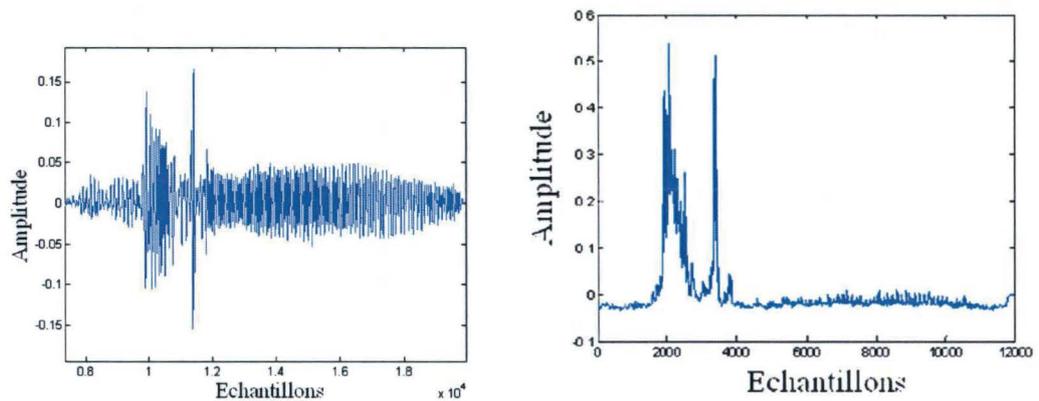


Figure IV.40 : Comparaison entre le résultat de corrélation et de l'algorithme « Tugnait » d'ordre 4 pour le piéton placé 1,70 m.

Le calcul de distance en utilisant « Tugnait 4 » donne 1,69 m au lieu de 1,70 m théorique.

b. Cas de multi-cibles

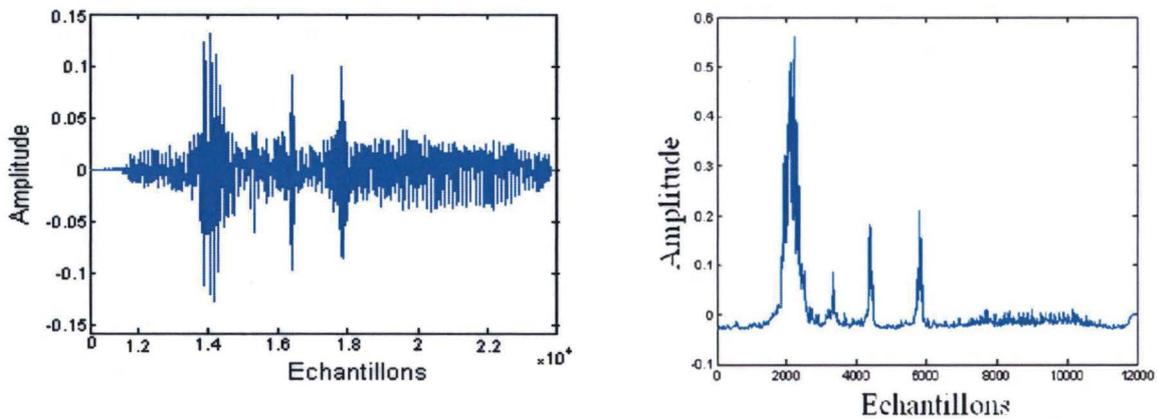


Figure IV.41 : Comparaison entre le résultat de corrélation et l’algorithme « Tugnait » d’ordre 4 dans le cas de plusieurs cibles.

D’après ces résultats et ces comparaisons entre les résultats de corrélations et ceux des statistiques d’ordre supérieur appliqués sur les mêmes signaux, on remarque une nette amélioration de détection sans pour autant dégrader la précision de calcul de distance.

Parmi les avantages intéressants du radar ULB réalisé, on peut mentionner sa capacité à reconnaître le type d’obstacle détecté grâce à leurs signatures. Pour cela, on a effectué plusieurs recherches sur les systèmes qui permettent cette fonctionnalité. Dans le paragraphe qui suit, nous allons présenter les méthodes existantes et leurs principes.

IV.7. Reconnaissance de type d’obstacles

Dans cette partie, on va présenter les tests effectués avec le radar ULB. Nous avons évalué l’effet de la nature de l’obstacle sur le signal reçu en utilisant différentes impulsions ULB. Dans ces travaux, on a ciblé une plaque métallique, une plaque en bois, une voiture, une glissière d’autoroute et un piéton.

La figure IV.42 présente l’impulsion de référence, correspondant à l’impulsion monocycle à « vide », après passage direct de l’antenne d’émission vers celle de réception.

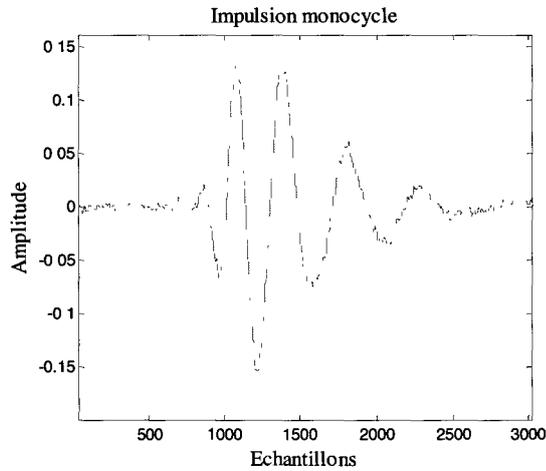
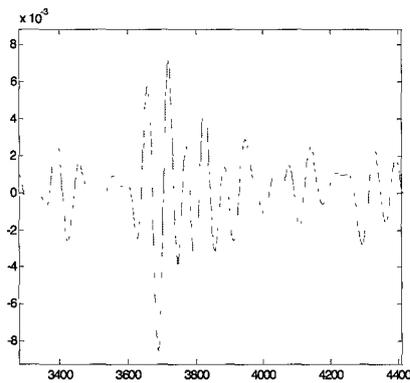
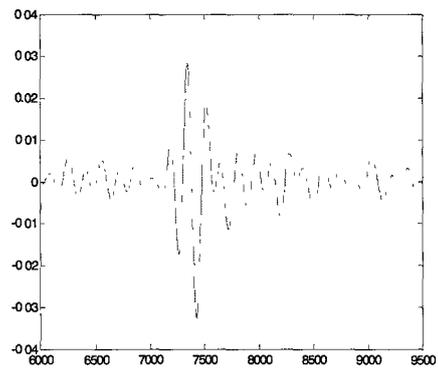


Figure IV.42: Impulsion de référence

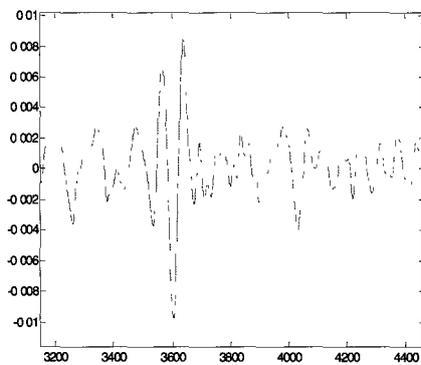
Sur les signaux réfléchis par chaque obstacle, nous avons remarqué que l'écho reçu est différent pour chaque type d'obstacle. Dans la figure suivante, nous constatons la déformation de l'impulsion de référence, illustrée figure IV.42, selon la nature de chaque obstacle (a, b, c et d respectivement pour la plaque métallique, la voiture, le piéton et la glissière d'autoroute).



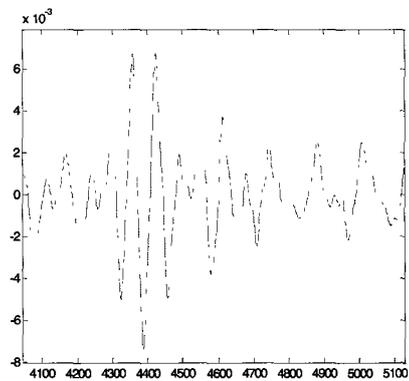
(a) plaque métallique



(b) voiture



(c) piéton



(d) glissière autoroute

Figure IV.43 : Déformation de l'onde réfléchié selon la nature de l'obstacle

Cette forme d'impulsion réfléchi est indépendante de la distance. L'effet de la variation de distance influe uniquement sur l'amplitude de l'impulsion.

Pour la classification, nous proposons de stocker les signatures de chaque type d'obstacle dans une base de données. Ces signatures sont caractérisées par les impulsions de référence. Afin d'effectuer une comparaison conforme, ces impulsions de référence sont ensuite toutes normalisées. La comparaison est effectuée en réalisant la corrélation entre les échos réfléchis, extraits des signaux réfléchis par différents types d'obstacles, et les impulsions références de chaque type d'obstacle.

Quelques exemples de résultats sont présentés dans la partie suivante.

La figure IV.44 montre l'écho bois reçu sur une plaque en bois placée à 4 m, comparé aux autres impulsions de références (métal, voiture et piéton). Nous pouvons remarquer facilement que le niveau de l'autocorrélation bois-bois est largement supérieur par rapport à l'intercorrélation bois-métal, bois-voiture ou bois-piéton.

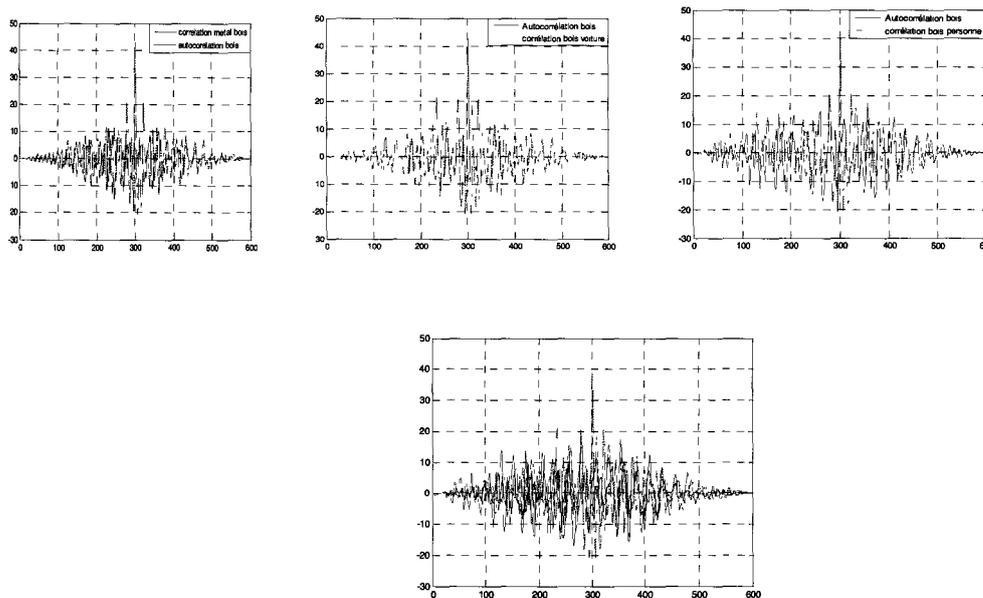


Figure IV.44 : La plaque de bois placée à 4 m, l'autocorrélation comparée aux intercorrélations avec les autres références

De même pour l'écho métal, extrait du signal réfléchi sur la plaque métallique placée à 4 m

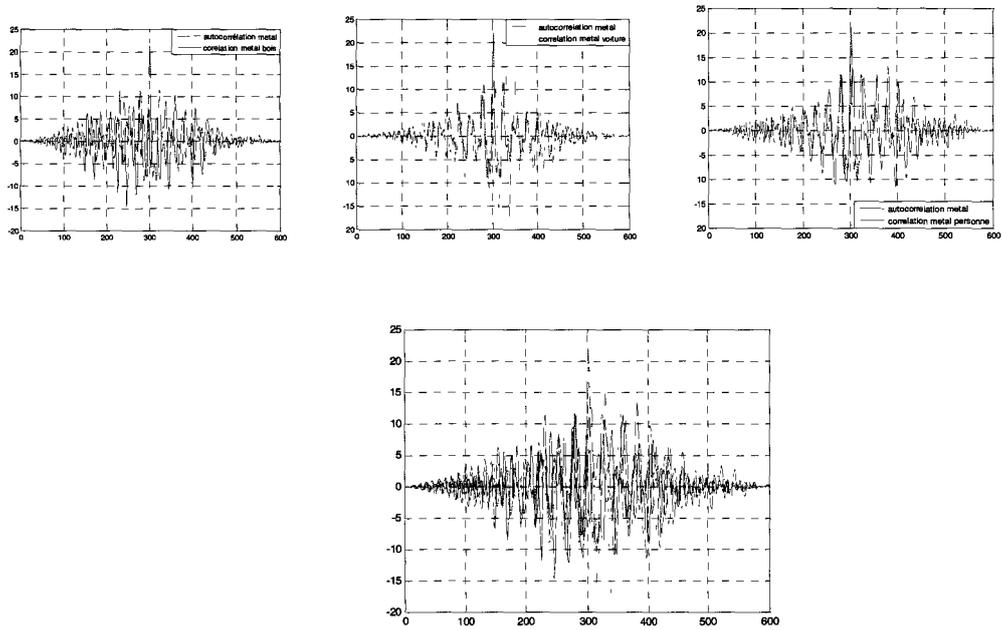


Figure IV.45 : la plaque métallique placée à 4 m, l'autocorrélation comparée aux intercorrélations avec les autres références

Pour l'écho du signal réfléchi sur la voiture placée à 4 m, on a les résultats suivants :

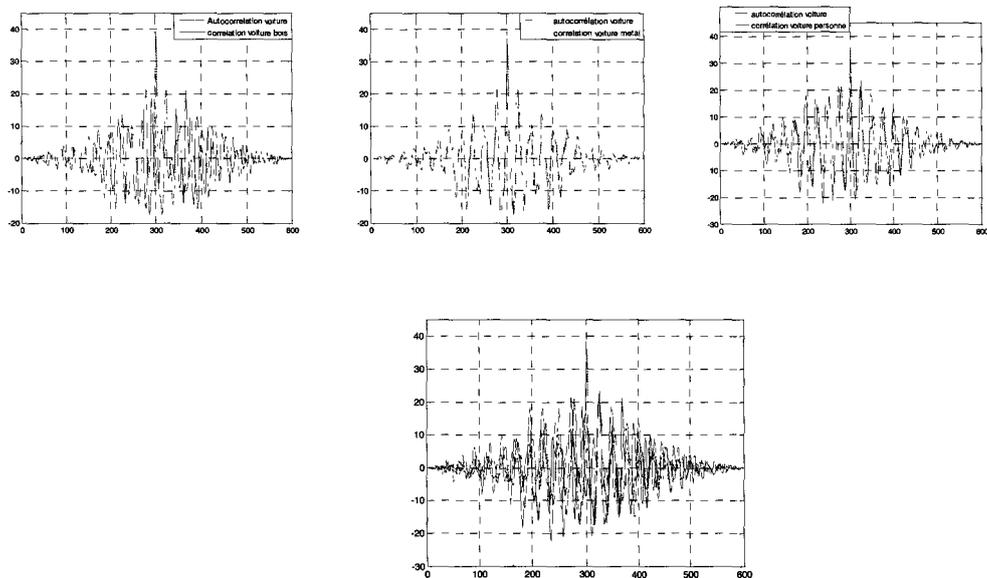


Figure IV.46 : la voiture placée à 4 m, l'autocorrélation comparée aux intercorrélations avec les autres références

Les figures représentant les résultats donnés par l'écho du piéton sont comme suit :

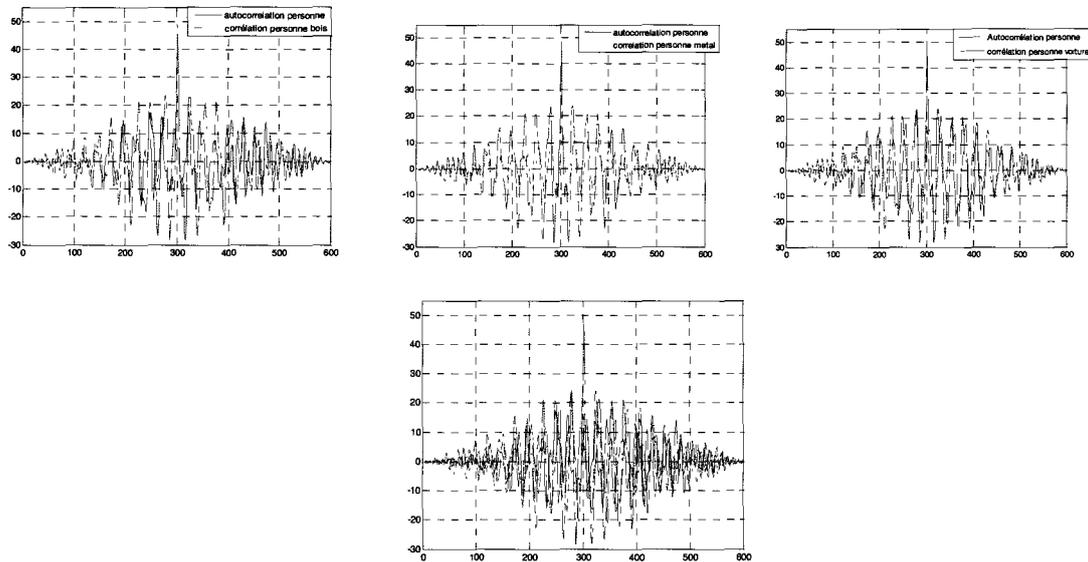


Figure IV.47 : Le piéton placé à 4 m, l'autocorrélation comparée aux intercorrélations avec les autres références.

Nous remarquons que la détection de la nature de l'obstacle est possible avec cette technique basée sur la corrélation.

Pour le système final, nous avons ainsi construit un algorithme permettant la détection d'obstacles et en même temps l'identification du type d'obstacles (voiture, bois, métal, glissière d'autoroute, personne...). Cet algorithme est décrit par la figure IV.45. Il consiste à effectuer la corrélation du signal reçu avec l'impulsion de référence monocycle afin de calculer la distance de l'obstacle en déterminant la position du pic de corrélation repérée par la méthode de détection de seuil. Cette position permet d'extraire l'écho réfléchi par l'obstacle en générant une fenêtre carrée centrée sur la position calculée et de longueur identique à celle des impulsions référence. Après normalisation de cet écho, il sera corrélé avec les impulsions de référence des natures des obstacles. On pourra ainsi décider de la nature de l'obstacle détecté.

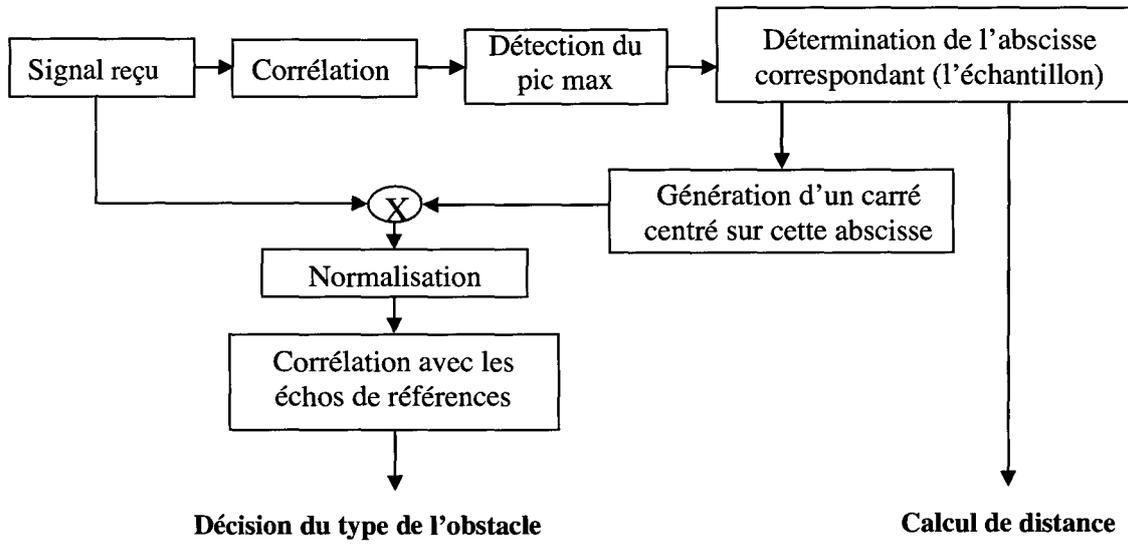


Figure IV.48 : Description de l'algorithme utilisé pour la reconnaissance d'obstacles

Conclusion

Le radar ULB basé sur le récepteur à corrélation réalisé et présenté dans ce chapitre offre de très bonnes performances en termes de calcul de distance. En effet, il permet un calcul de distance avec une précision élevée. L'utilisation des statistiques d'ordres supérieurs permet l'amélioration de la détection et ainsi contribue à l'automatisation du dispositif. La signature radar donnée par chaque type d'obstacle permet une reconnaissance facile de la nature de l'obstacle détecté.

Dans le chapitre suivant, nous allons discuter de la faisabilité du traitement du signal en temps réel pour ce radar aussi bien pour la corrélation que pour les statistiques d'ordres supérieurs. Une architecture dédiée à la reconnaissance et l'identification de la nature de l'obstacle sera proposée.

Bibliographie du chapitre IV

- [Assaad 97][32] J.Assaad, A.Menhaj, N.Haese, and C.Bruneel, "Signal processing study for an fmcw collision avoidance radar system" *Signal processing*, vol.61, n°1, pp. 24–33, Aout 1997.
- [Barkat 05] M. Barkat, "Signal detection and estimation," Artech House, 2005.
- [Brookner 88], "Aspects of modern radar," Norwood, MA : Artech House, 1988.
- [Chiang 90] H.Chiang and C.L.Nikias, "A new method for adaptative time delay estimation for non-gaussian signals," *IEEE transaction on acoustics speech and signal processing*, vol.38, n°2, pp. 209–219, Febrary 1990.
- [Colin 02] J.-M. Colin, "Le radar théorie et pratique," Ellipses,Technosup, Supélec, 2002.
- [Coulon 98] F.Coulon, "Théorie et traitement des signaux" Dunod, Paris, 1998.
- [David 84] Y.David, "Recherches allemandes sur les radars de prévention de collision," *Revue Recherche Transports Sécurité*, n°1, pp. 44–49, Janvier 1984.
- [Durisi 04] G. Durisi, S. Benedetto « Performance of Coherent and Non-coherent Receivers for UWB Communications" *IEEE International conference on communication*, 20-24 juin 2004 paris, France.
- [ElHillali 05] Y. E. HILLALI, "Etude et réalisation d'un système de communication et de localisation, basé sur les techniques d'étalement de spectre, dédié aux transports guidés" Thèse de doctorat de l'UVHC, décembre 2005.
- [Frémont 03] B. FREMONT, "Etude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés," Thèse de doctorat de l'UVHC, Novembre 2003.
- [Hippenstiel 02] R. D. Hippenstiel, "Detection theory applications and digital signal processing de ralph dieter hippenstiel," CRC Press, 2002.
- [Jay 02] E.Jay, "Détection en environnement non-gaussien,"Thèse de doctorat de l'université de Cergy Pontoise, 2002.
- [Kato 01] T.Kato, T.Tanizaki, T.Ishhi, H.Tanaka, and Y.Takimoto, "76 ghz hight performance radar sensor featuring fine step scanning machanism utilizing nrd technology," *IEEE Intelligent Vehicle*, 2001.
- [Kolawole 02]: M. O.Kolawole, "Radar systems, peak detection and tracking," Newnes, 2002.
- [Menhaj 96] A. Menhaj, "Etudes de systèmes anti-collision basés sur les techniques radar pour véhicules routiers," Thèse de doctorat de l'UVHC, décembre 1996.
- [Nikias 88] C.L.Nikias and R.Pan, "Time delay estimation in unknow gaussian spatially correlated noise," *IEEE transaction on acoustic, speech and signal processing*, vol.36, n°11, pp. 1706–1714, November 1988.

[Trees 92] H. Trees, "Detection, estimation and modulation theory," John Wiley New York, 1992.

[Trees 02] H. L. Trees, "Detection, estimation, and modulation theory : Radar-sonar processing and gaussian signals in noise," John Wiley and Sons, 2002.

[Tugnait 91] J.K.Tugnait, "On time delay estimation with unknow spatially correlated Gaussian noise using fourth-order cumulants and cross cumulants,"IEEE transaction on signal processing, vol.39, n°6, pp. 1258–1267, Juin 1991.

[Tugnait 93] J.K.Tugnait, "Time delay estimation with unknow spatially correlated Gaussian noise," IEEE, Transaction on signal processing, vol. 42, n° 2, pages 549-558, February 1993.

[Saint Veanat 01] M.Saint-Venant, "Radar anticollision à corrélation : Etude et réalisation," Thèse de doctorat de l'UVHC, Décembre 2001.

[Zhang 91] W.Zhang and M.Raghuveer, "Nonparametric bispectrum-based time-delay estimators for multiple sensor data," IEEE transaction on signal processing, vol.39, n°3, pp. 770–774, March 1991.

[Woodward 60] Woodward, Philip, « Probabilities, analyse fréquentielle, information, théorie du radar », ed. : Eyrolles, traduit et adapté de l'anglais par J. Maurin, 1960.

[Woodward 80] P. Woodward, « Probability and Information Theory with Applications to Radar », Artech House, 1980

Chapitre V :

Traitement radar en

temps réel

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier la faisabilité du traitement radar ULB en temps réel. Le facteur temps réel exige de donner un résultat de corrélation, donc de distance, à chaque période de répétition d'émission qui est de l'ordre d'une centaine de nanosecondes. De plus, chaque échantillon de la corrélation doit être calculé à la vitesse de réception des données. Ceci ne sera possible que grâce aux circuits logiques programmables FPGA (Field Programmable Gate Array) qui ont les caractéristiques de souplesse, de reconfigurabilité, avec de nombreuses applications potentielles dans les systèmes embarqués d'aujourd'hui. L'implémentation est faite en parallélisant les calculs à la différence des processeurs DSP (Digital Signal Processors) qui sont utilisés essentiellement pour les applications moins exigeantes en termes de rapidité et de complexité. Notre choix s'est donc naturellement porté sur le système radar implémenté sur FPGA compte tenu des nombreux avantages procurés.

V.1. Projet ANR « Prima-Care »

Le projet Prima-care pour « Prévention de la collision Routière par association Intelligente Multi-capteurs – radar - AveC gestion dynamique d'Alertes sonores, fonction du Risque Encouru » est un projet ANR réalisé en collaboration entre le laboratoire LEOST « Laboratoire Électronique, Ondes et Signaux pour les Transports » de l'INRETS « Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité », les laboratoires IEMN « Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie » et LAMIH « Laboratoire d'Automatique, de Mécanique et d'Informatique industrielles et Humaines » de l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis et la PME « A-volute » spécialiste du son 3D.

Dans le cadre du projet PRIMACARE, il est proposé de démontrer l'intérêt et la faisabilité technique d'un système de sécurité actif basé sur le suivi intelligent d'obstacles en milieu routier avec gestion intelligente d'alarmes sonores spatialisées en 3D liées au niveau et à la localisation précise du danger encouru. Ceci concourt à renforcer la vigilance du conducteur en faisant appel à son attention auditive sous-utilisée actuellement, à protéger les passagers et à éviter des collisions (Figure V.1).

Le système en cours de développement dans ce projet est basé sur l'utilisation de plusieurs capteurs bas coûts, embarqués autour du véhicule (en avant, en arrière, sur les côtés, dans l'angle mort), intégrés au sein d'un même module, pour la mesure de distance à l'obstacle, son identification, l'acquisition de sa signature radar fonction de sa nature, avec prise en compte de l'environnement routier, avec gestion dynamique d'alertes et restitution d'information sonore au conducteur en 3D au sein du véhicule en fonction de la provenance du danger.

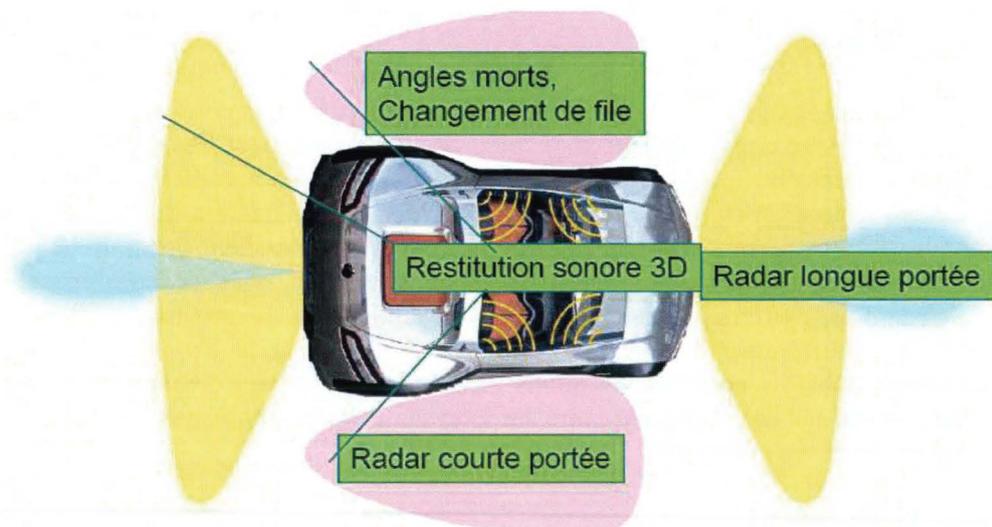


Figure V.1 : Principe du projet Prima-Care

Le projet PRIMACARE a pour but de mettre au point un système d'alarme anti-collision (CAWS pour Collision Avoidance Warning System) dans le cadre plus général des systèmes de transport intelligents (ITS pour Intelligent Transportation System). L'objectif des CAWS est d'informer le conducteur d'un éventuel danger lié à d'autres véhicules dans son environnement proche. Pour cela, il est nécessaire de détecter les objets situés dans une certaine zone autour du véhicule, de les classer suivant un critère de dangerosité, et de signaler la présence des plus pertinents au conducteur. Les CAWS peuvent donc être représentés par trois sous-systèmes en série (Figure V.2) : un sous-système de détection (partie capteurs), un sous-système d'analyse des flux captés (partie intelligence artificielle) et un sous-système de retour d'information ou d'action (partie effecteurs, IHM (Interface Homme-Machine) unilatérale).

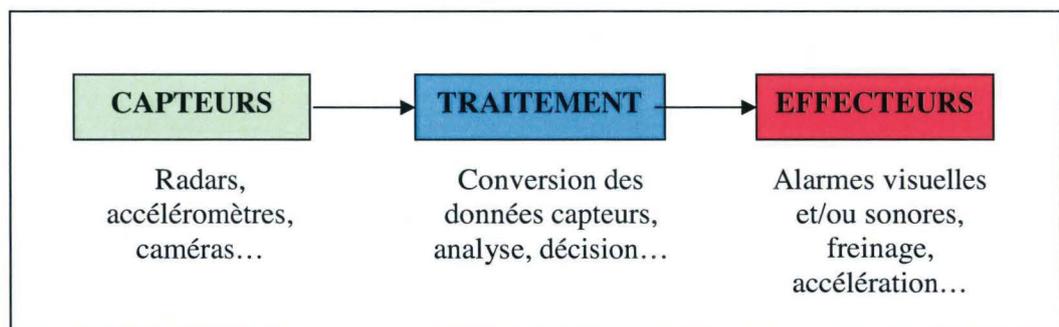


Figure V.2 : Représentation schématique générale d'un système anticollision

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la partie capteurs ainsi qu'au lien avec la partie traitement sous FPGA

V.2. Traitement actuel, en temps différé

Nous rappelons le principe du radar ULB sur la Figure V.3. Le système se compose d'un générateur d'impulsions et d'un récepteur. Ce dernier est un oscilloscope qui peut acquérir des

signaux à un taux d'échantillonnage qui peut atteindre les 20 Géch/sec avec une bande passante de 3 GHz. Une fois les données enregistrées, elles sont traitées sous l'environnement Matlab afin d'en extraire l'information de distance.

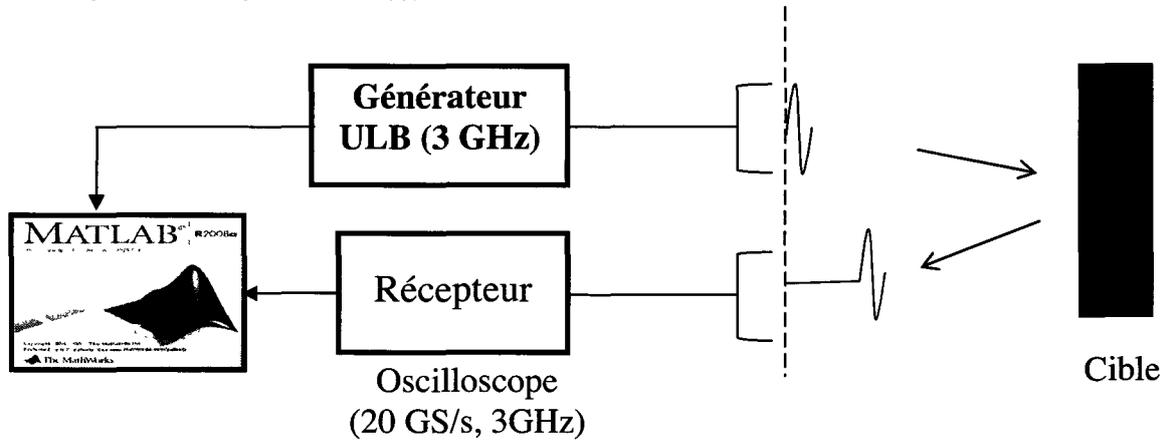


Figure V.3 : Principe du Radar ULB

Ce banc de test correspond au radar ULB fonctionnant en bande de base. Nous envisageons une future étape de test avec une porteuse à 79 GHz (Projet en cours de réalisation).

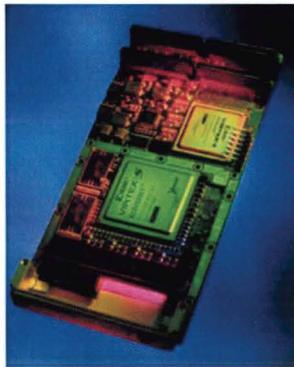
V.3. Traitement en temps réel

Afin de réaliser un prototype fonctionnant en temps réel, nous étudierons la possibilité de remplacer l'oscilloscope de la Figure V.3 par un composant logique programmable FPGA qui peut fonctionner à une vitesse de 20 GHz. Chez les constructeurs de ce type de composants, on ne trouve pas, de nos jours, de FPGA fonctionnant à des fréquences très élevées ; D'où la difficulté réelle de conception d'un radar ULB que ce soit dans l'univers de la recherche et de l'entreprise. Le deuxième composant nécessaire est le Convertisseur Analogique Numérique (CAN), mais comme les FPGA, les CAN d'aujourd'hui sont assez limités en termes de fréquence d'échantillonnage. Après une longue recherche des composants rapides du côté des CAN et FPGA, nous avons opté pour les plateformes les plus rapides existantes de nos jours sur le marché et qui sont proposés par les sociétés Xilinx et Alphadata.

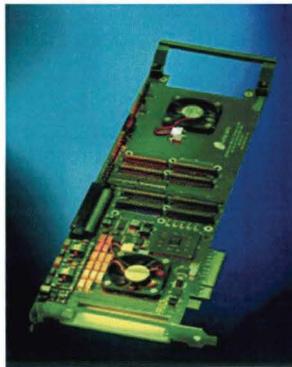
V.4. Choix technologique, FPGA + CAN

La Figure V. représente les photos des 3 composants choisis pour réaliser le système:

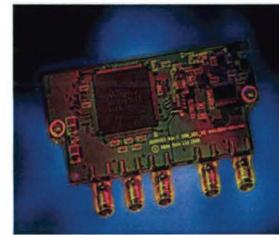
1. Carte de calcul : ADM-XRC (maximum 750 MHz)
2. Carte CAN : XRM-ADC-S4/3G
3. Carte porteuse : ADC-EMC



Carte ADM-XRC-5T1



Carte porteuse (ADC-EMC)



Carte CAN: XRM-ADC-S4/3G

Figure V.4 : Photos des 3 cartes de chez Alpha-Data.

La carte porteuse (ADC-EMC) est une carte mère qui permet d'installer 2 cartes ADM-XRC dans 2 emplacements différents. Le schéma bloc de cette dernière est donné par la figure V.5.

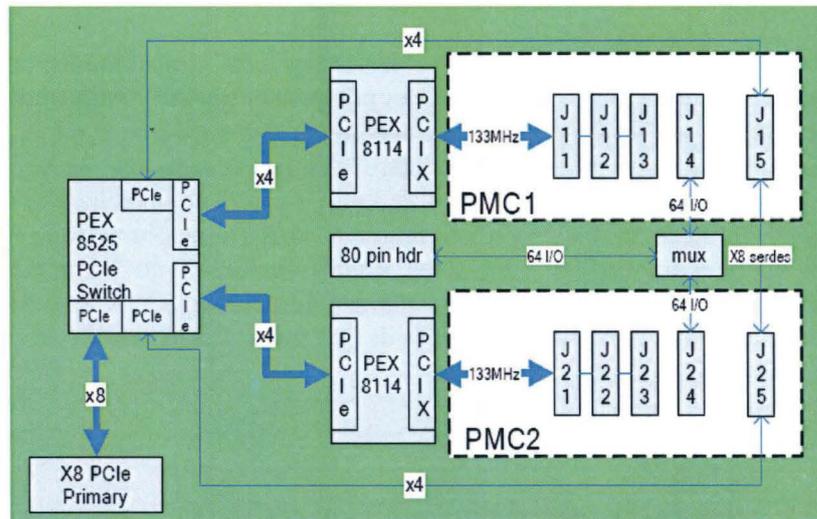


Figure V.5 : Schéma bloc de la carte porteuse ADC-EMC.

Elle est montée au niveau de l'unité centrale d'un poste de travail et connectée au port PCIe de ce dernier. La carte de calcul ADM-XRC-5T1 est une PMC (PCI Mezzanine Card) qui comporte 2 composants FPGA (un pour le contrôle et un autre pour le développement), d'autres composants et des bus de connexions (Figure V.6). On utilise aussi des horloges internes programmables variant de 31,25 MHz à 625 MHz.

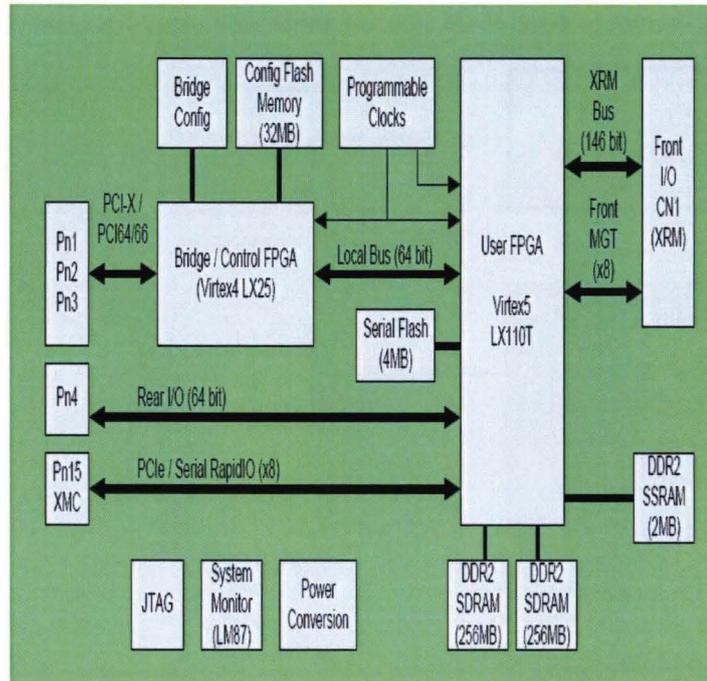


Figure V.6 : Schéma bloc de la carte de traitement ADM-XRC-5T1.

Le FPGA de développement de chez Xilinx est de type Virtex-5 SX95T. La conversion du signal analogique en signal numérique est assurée par la carte CAN (XRM-ADC-S4/3G). Cette dernière contient essentiellement un CAN qui peut échantillonner un signal jusqu'au 3 Géc/sec avec une résolution de 8 bits. Nous avons 2 entrées qui nous intéressent : une pour le signal d'entrée (J3) et une autre pour l'horloge d'échantillonnage (J5).

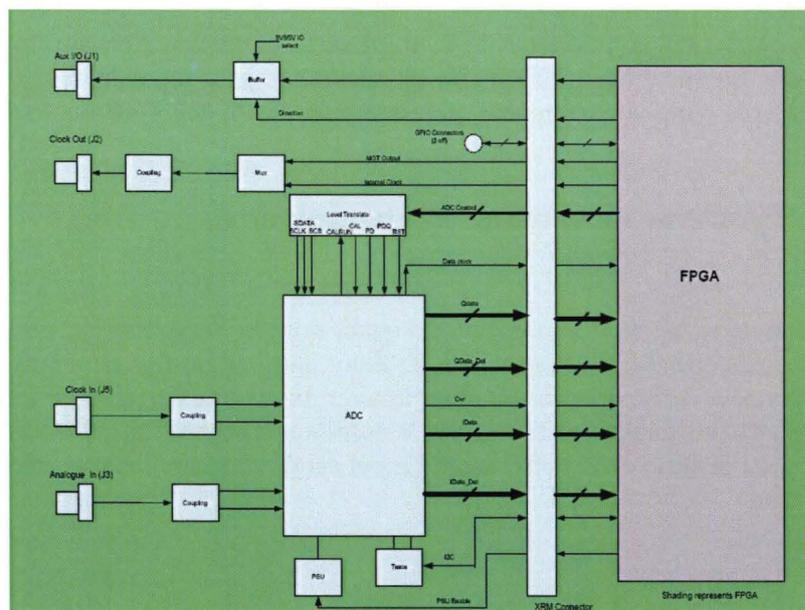


Figure V.7 : Schéma bloc de la carte CAN XRM-ADC-S4/3G.

La figure V.8 montre le schéma du système radar avec ces cartes dans l'unité de réception.

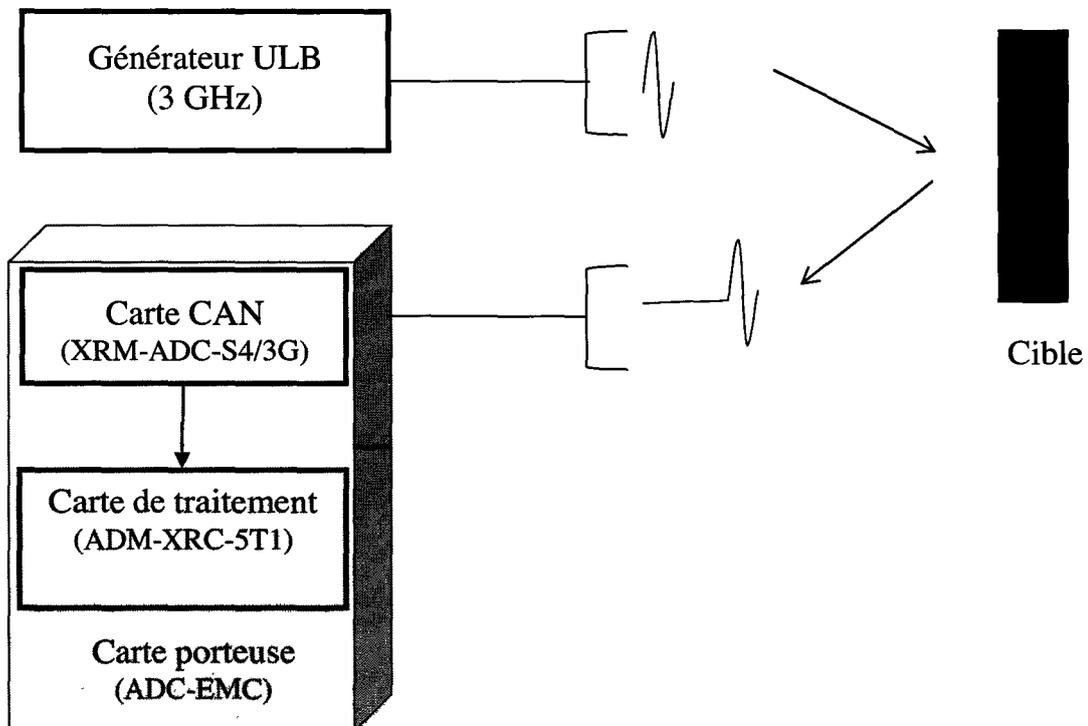


Figure V.8 : Mise en place des 3 cartes dans le système à réaliser.

V.5. Etude préliminaire

Nous sommes confrontés au problème de la limite de la fréquence d'échantillonnage du CAN, c'est pour cette raison qu'une étude préliminaire est nécessaire pour répondre à la question posée malgré cette limitation de vitesse : comment peut-on réaliser un tel système tout en restant dans le domaine ULB ?

V.5.1. Problème de la limite d'échantillonnage

Dans le cas classique, après la réception du signal, dont la bande est F_s , on l'échantillonne à une fréquence $F_e = N/T_s$ ($T_e = T_s/N$), Figure V.9, T_s étant la durée du signal. Nous voulons connaître la grandeur de la valeur de N , donc de F_e , pour assurer une bonne corrélation. Pour cela nous traçons, sur la Figure V.10, le signal échantillonné et la corrélation pour différentes valeurs de N . Le facteur N représente aussi la taille de la corrélation. Le but est de chercher la taille minimale pour avoir une bonne corrélation.

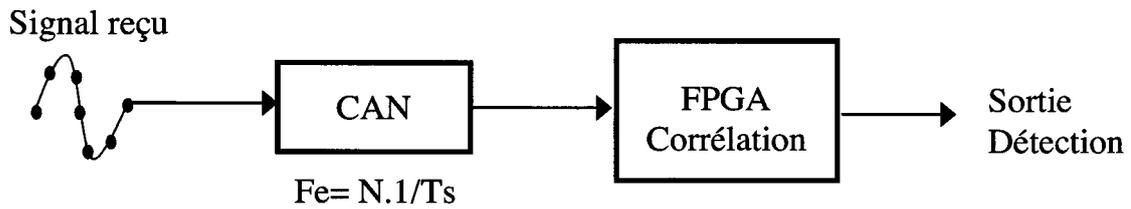


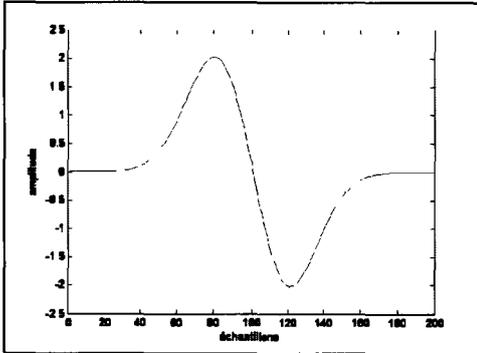
Figure V.9 : Récepteur normal d'un radar ULB.

D'après cette figure, nous constatons que par rapport à l'origine ($N=\infty$), plus N diminue, plus l'impulsion et la corrélation se dégrade. Lorsque $N=10$, l'impulsion est un peu déformée par rapport à la forme originale et une corrélation acceptable est obtenue.

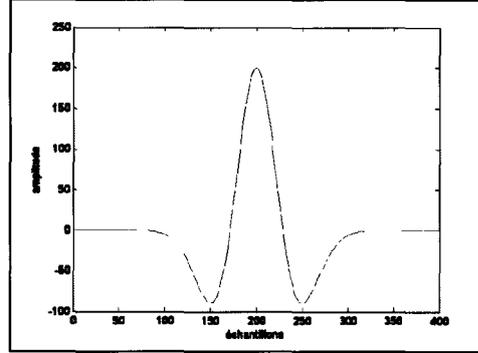
Au dessous de la valeur 10, les résultats sont de plus en plus mauvais. D'après, cette étude nous devons calculer la corrélation au moins sur 10 points. Ce nombre est approximatif car dans la réalité rien n'est stable encore moins l'horloge ou le signal en lui-même ; De plus, il y'a un autre facteur qui est le bruit, qui influence le résultat. Dans ce cas, il faut échantillonner au moins l'impulsion avec une fréquence $F_e = 10 / T_s$.

Dans la pratique on prend $T_s = 600$ ps (soit une bande de $F_s = 3$ GHz), alors, si on désire avoir 10 échantillons par impulsion, il faut que F_e soit égale au minimum à 30 GHz. Mais ce chiffre est loin d'être réalisable avec les matériels actuellement existants.

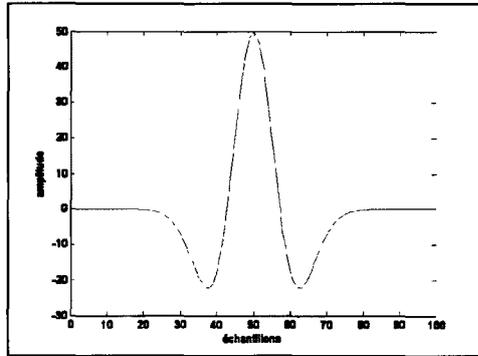
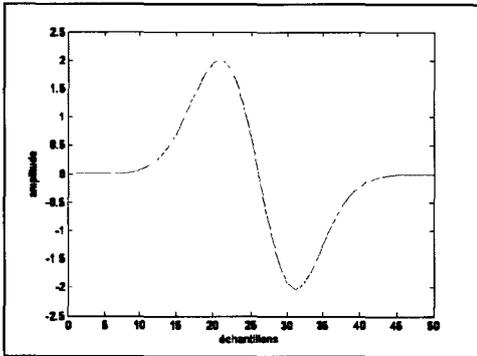
Signal échantillonné



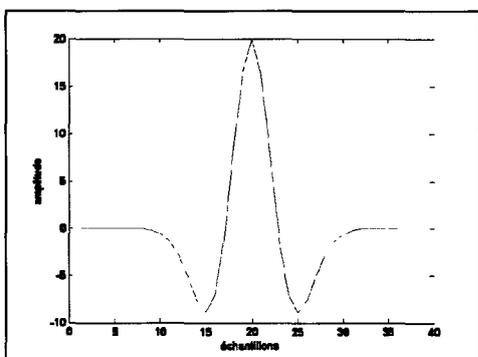
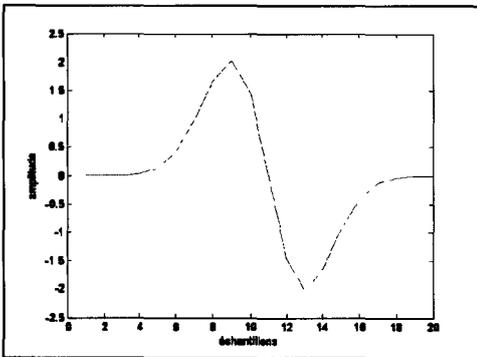
Corrélation correspondante



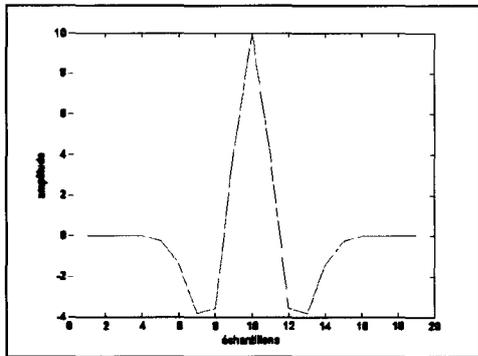
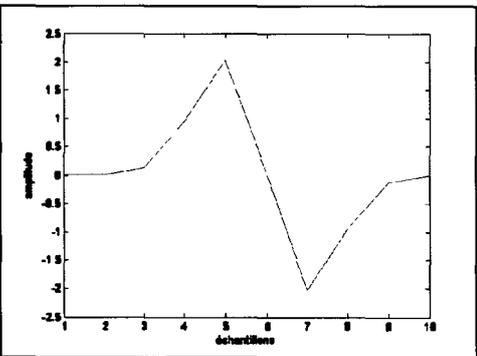
N=200
(Temps quasi continu)



N=50



N=20



N=10

Figure V.10 : Effets d'échantillonnage sur l'impulsion et la corrélation.

V.5.2. Mesures en temps différé à la limite du CAN

En temps différé, nous générons une impulsion de durée $T_s = 640$ ns chaque période de répétition $T_r = 166$ ns (portée de 25 m), Figure V.11. La largeur de bande de fréquence à -3 dB de ce signal est de 3GHz.

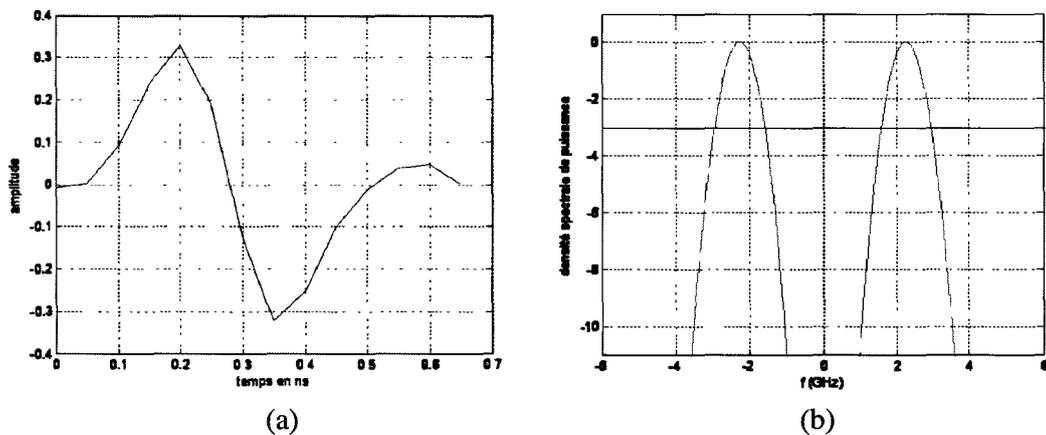


Figure V.11 : Impulsion générée et son spectre (20 GS/sec).

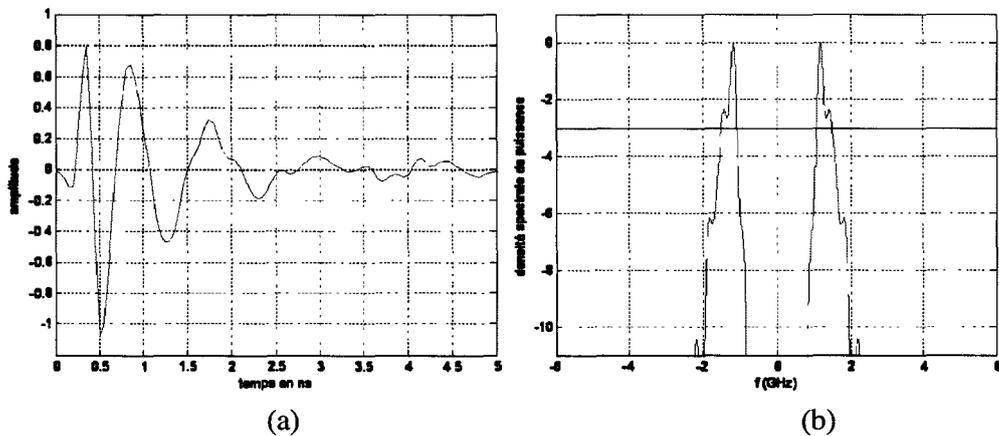


Figure V.12 : Impulsion enregistrée à vide et son spectre (20 GS/sec).

Après avoir envoyé l'impulsion générée, nous faisons des mesures de signaux acquis après réflexion sur des cibles réelles. Beaucoup de mesures ont été présentées dans les chapitres précédents. Dans cette section nous ne présenterons que quelques exemples judicieusement choisis.

Tout d'abord, nous faisons une mesure de l'impulsion captée par l'antenne réceptrice dans le cas où il n'y a aucun obstacle devant le radar, afin de prendre en compte l'effet des antennes caractérisées dans le chapitre IV. Un exemple d'une telle impulsion et de son spectre est donné par la Figure V.12. La fréquence maximale à -3 dB de la bande passante de ce signal est de 1,5 GHz. Soit une bande divisée par 2, cela s'explique par le fait que l'impulsion d'origine s'étale dans le temps, et

inversement son spectre se rétrécit (dualité temps/fréquence). C'est ce signal qui est pris comme signal de référence pour le calcul de la corrélation.

Dans la suite, nous discutons des résultats obtenus en considérant deux positions d'une cible située respectivement à 5 m et à 7 m. Les retards théoriques équivalents pour les deux distance 5 m et 7 m sont respectivement 33 ns et 46 ns. Nous présentons les résultats obtenus de corrélations pour les deux fréquences d'échantillonnage 20 GS/sec et 3 GS/sec sur les Figures V.14 et V.15. L'impulsion de référence échantillonnée à 3 GHz est représentée Figure V.13.

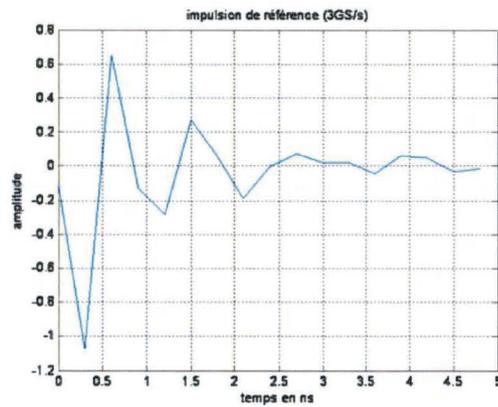


Figure V.13 : Impulsion enregistrée à vide avec une acquisition à 3 GS/sec.

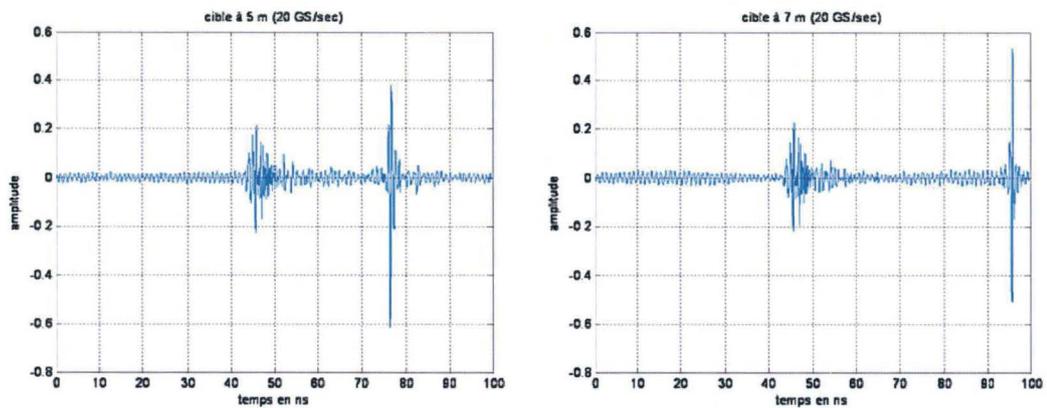


Figure V.14 : Corrélations avec acquisition à 20 GS/sec.

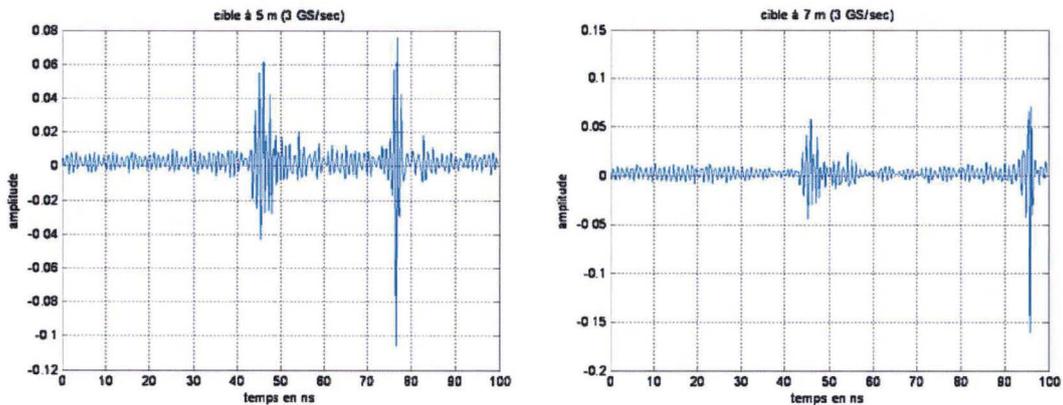


Figure V.15 : Corrélations avec une acquisition à 3 GS/sec.

Afin de contourner la limitation de la Fréquence d'échantillonnage et pour avoir des bonnes performances, on peut augmenter la durée de l'impulsion d'origine. L'impulsion après antenne est plus étalée, donc le spectre est plus étroit et le théorème de Shannon peut être respecté. Mais cette solution ne peut être appliquée, car le spectre du signal ne sera plus dans le domaine ULB. Dans la suite, nous proposons les différentes solutions de contournement adaptées à cette limitation d'échantillonnage dans le but d'implémenter la corrélation.

V.5.3. Architecture du corrélateur

Le récepteur calcule la corrélation entre le signal reçu et le signal de référence:

$$R_{cr}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n)r(n+k)$$

avec :

- c(i) : signal de référence.
- r(i) : signal reçu.
- N : Longueur du signal de référence.

Deux façons sont possibles pour réaliser cette opération :

1. Soit en série : un seul cœur de calcul.
2. Soit en parallèle : multiples cœurs de calcul en parallèle.

Les deux architectures sont développées en VHDL (langage de description matérielle, en anglais : VHDL Very Hardware Description Language) sous les environnements de synthèses ISE de chez Xilinx et l'outil de simulation Modelsim.

V.5.4. Architecture série, acquisition continue

L'architecture du corrélateur en série est schématisée dans la Figure V.16. Le principe est d'enregistrer, à chaque coup d'horloge, le dernier échantillon du signal reçu dans le premier

registre $r(7)$ ($r(N-1)$ dans le cas général). Les anciens échantillons sont décalés un par un, du registre d'un indice donné à cet indice moins un (bloc (2)). Les échantillons de l'impulsion de référence sont préalablement stockés dans une mémoire (bloc (1)).

Les échantillons de $r(i)$ et $c(i)$ sont multipliés deux à deux grâce un réseau de multiplieurs (bloc (3)). Les échantillons résultants sont additionnés par un réseau d'additionneurs (bloc (4)). A chaque coup d'horloge, on continue à calculer un point donné de la corrélation et dans le même temps, on passe au calcul du point suivant. De ce fait, le rythme de la sortie est le même que celui de l'entrée. Puisque notre FPGA ne peut pas suivre une horloge à 3 GHz, nous proposons de faire une décimation d'un rapport de 4 ; Ainsi, la fréquence diminue et passe de 3 GHz à $3 \text{ GHz}/4 = 750 \text{ MHz}$ (fréquence possible avec le FPGA cible), comme le montre la Figure V.17.

Le CAN délivre à chaque coup d'horloge (3GHZ), les 4 derniers échantillons successifs r_0 , r_1 , r_2 et r_3 au rythme de 750 MHz. Une de ces sorties sera reliée à l'entrée du corrélateur, par exemple r_0 . Cette opération est équivalente à un échantillonnage à la fréquence de 750 MHz. Elle est sous la limite de Shannon, c'est pour cette raison qu'elle donne un assez mauvais résultat de corrélation. Néanmoins, l'architecture en série peut être utilisée dans le futur pour les FPGA plus rapides que le FPGA cible.

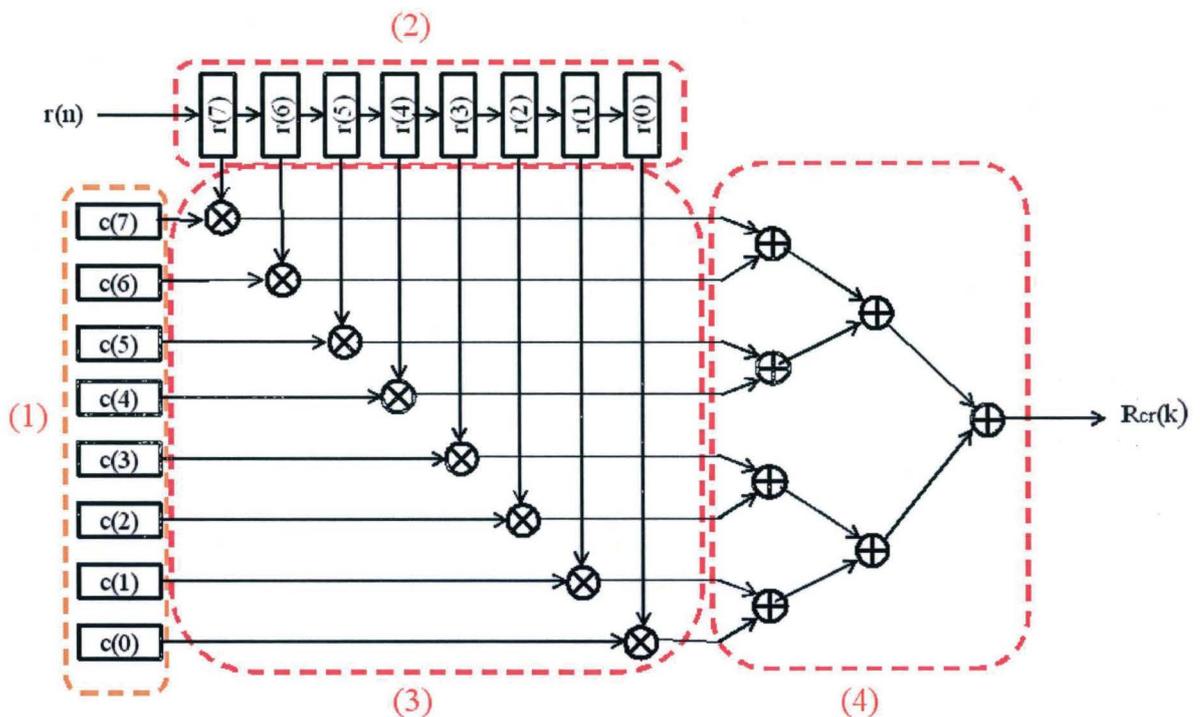


Figure V.16. Schéma bloc de l'architecture série du corrélateur ULB (N=8).

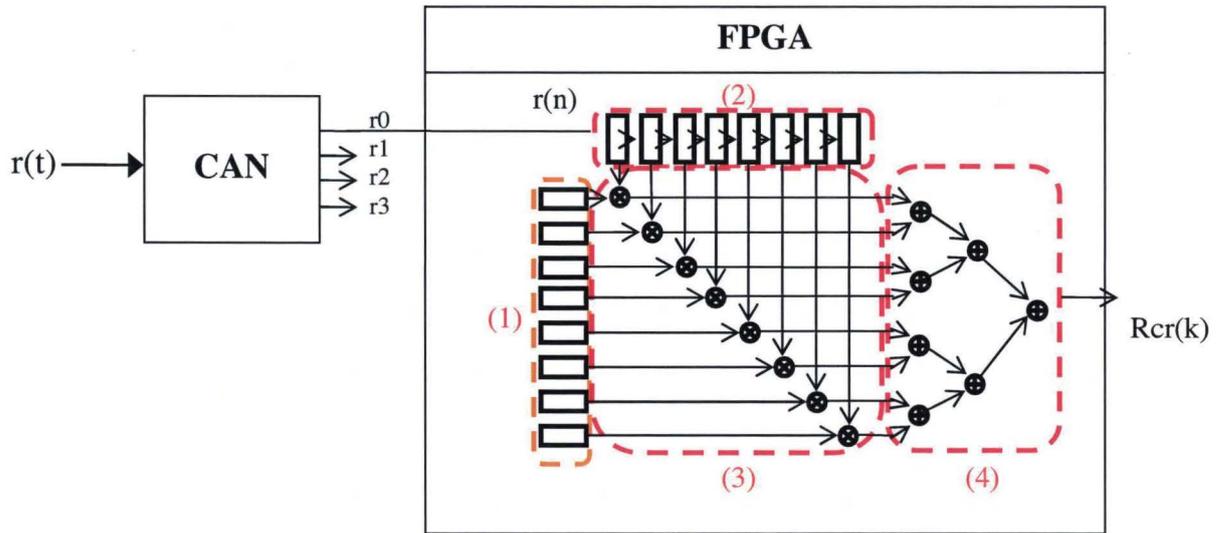


Figure V.17. Liaison du CAN avec le FPGA avec une implémentation en série.



Figure V.18. Résultats théoriques de la corrélation implémenté en série (Modelsim).

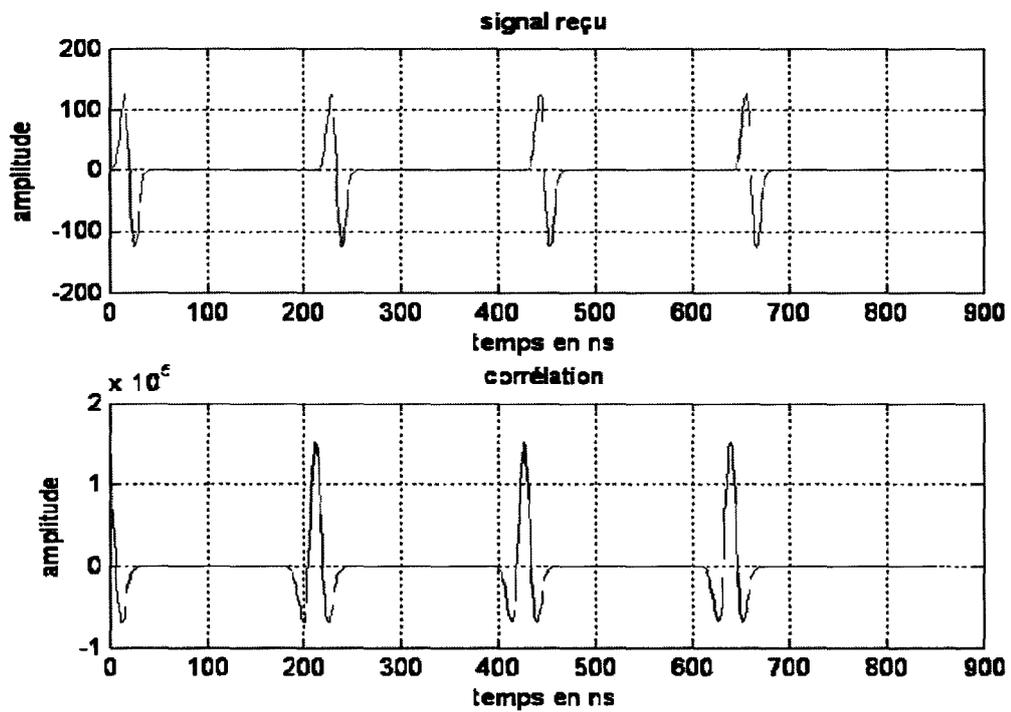


Figure V.19. Résultats obtenus avec Matlab correspondant à la Figure V.16.

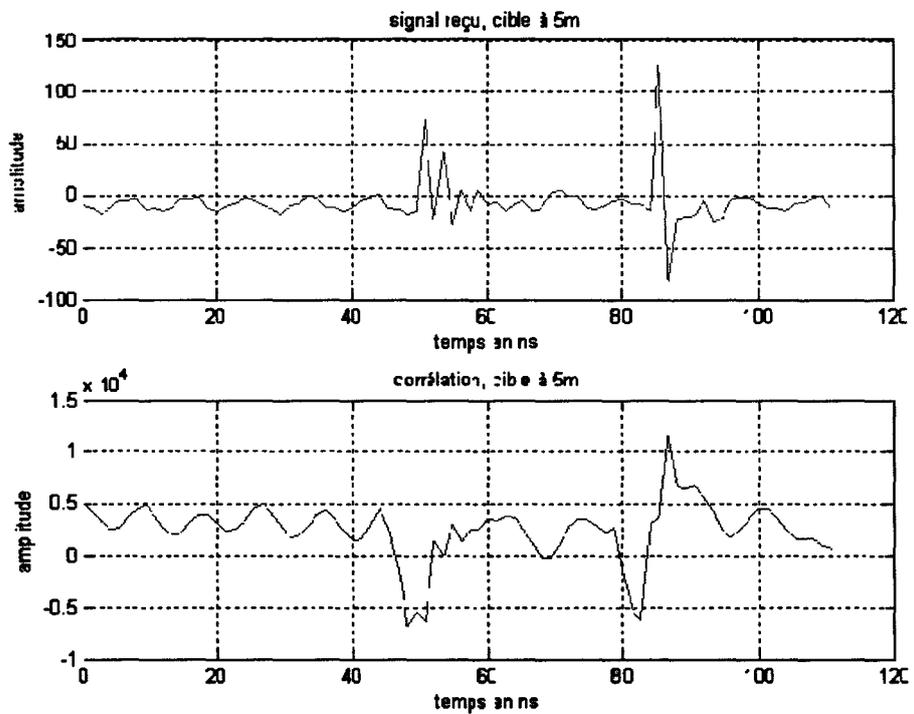


Figure V.20. Résultats de la corrélation pour une cible à 5 m avec une acquisition à 750 MS/sec.

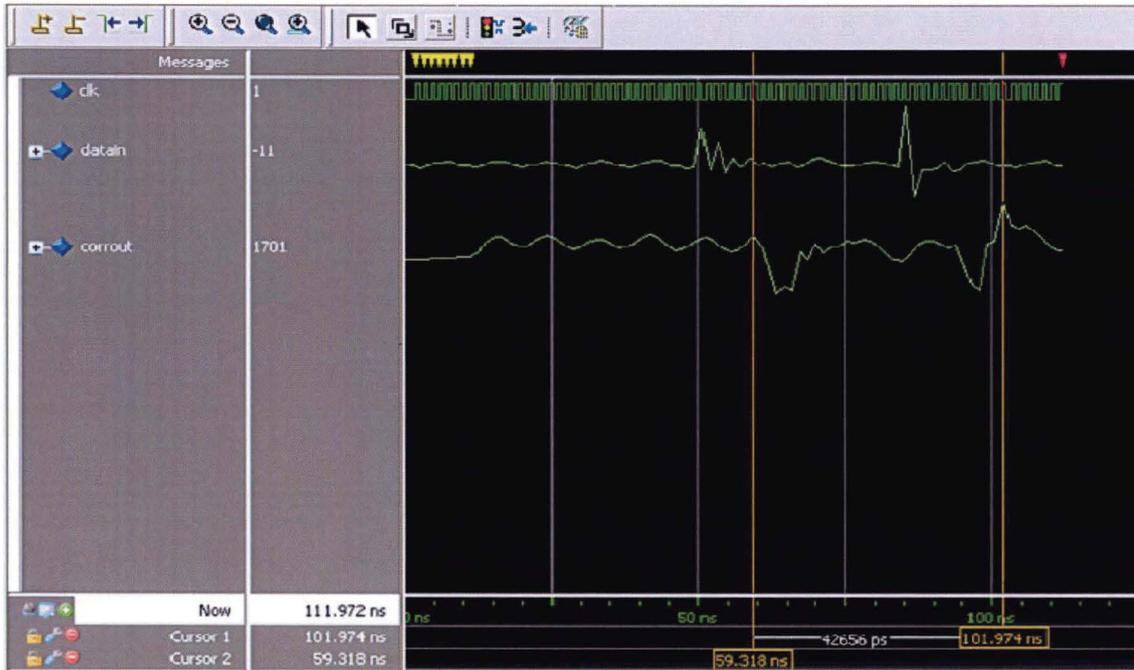


Figure V.21. Résultats de la corrélation pour une cible à 5 m.

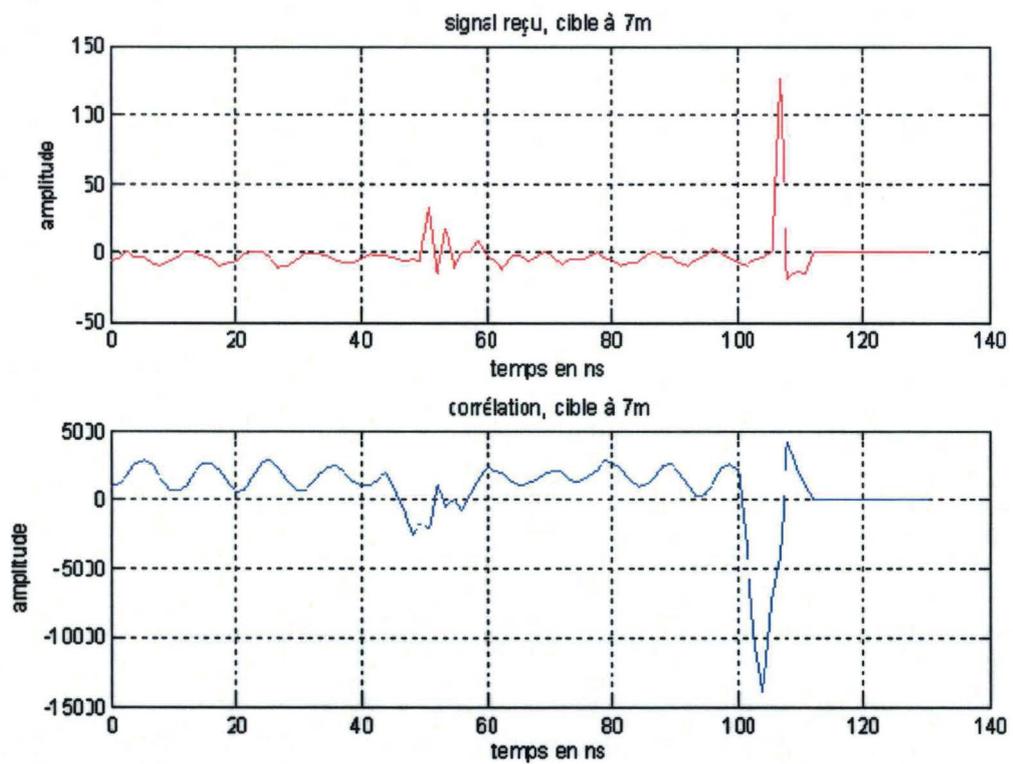


Figure V.22. Résultats de la corrélation pour une cible à 7 m avec une acquisition à 750 MS/sec

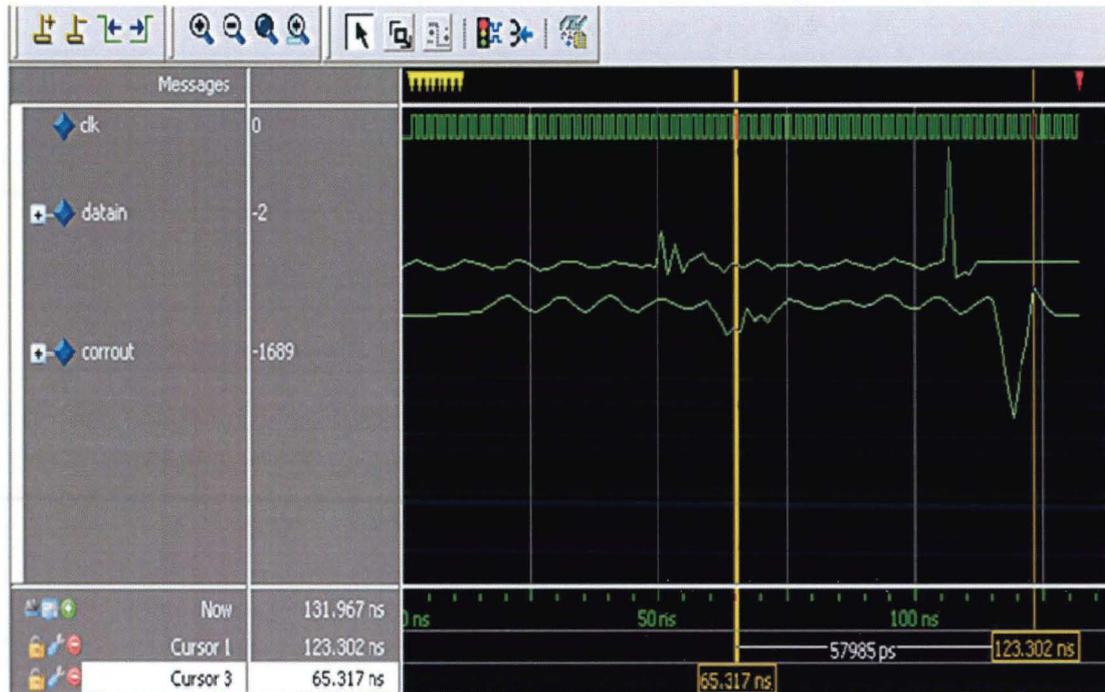


Figure V.23. Résultats de la corrélation pour une cible à 7 m.

Les Figures V.18 et V.19 représentent les résultats obtenus avec Modelsim (Simulateur VHDL) et Matlab. Nous trouvons pratiquement les mêmes formes d'ondes. Les décalages entre impulsions sont pris égaux à 5 fois la durée d'une impulsion, soit $T = 5 \cdot 42,6 = 213$ ns. Le résultat de corrélation issu de Modelsim ou Matlab présente des pics toutes les 213 ns.

Pour les cibles réelles distantes de 5 m et 7 m, les résultats sont donnés par les Figures V.20, V.121, V.22 et V.23. Nous trouvons une très grande similitude entre les résultats obtenus à l'aide de Matlab et ceux obtenus avec Modelsim, ce qui prouve que notre architecture respecte le cahier de charges.

Par contre, nous ne pouvons en déduire une bonne mesure de la distance, car les différents pics de la fuite et de la cible ne sont pas facilement localisés en même temps. Une des raisons pour lesquelles les résultats de corrélations sont moins performants est que nous sommes très en dessous de la limite de Shannon.

V.5.5. Architecture série, acquisition contrôlée

Dans la réalité nous possédons assez de temps pour calculer la corrélation avec un rythme de 750 MHz qui est assez important du fait qu'entre deux mesures, la cible ne bouge pas trop par rapport à la précision du radar. Dans cette logique, nous proposons une architecture toujours en série avec la permission de stopper l'acquisition à un moment donné (perte d'information), Figure V.24.

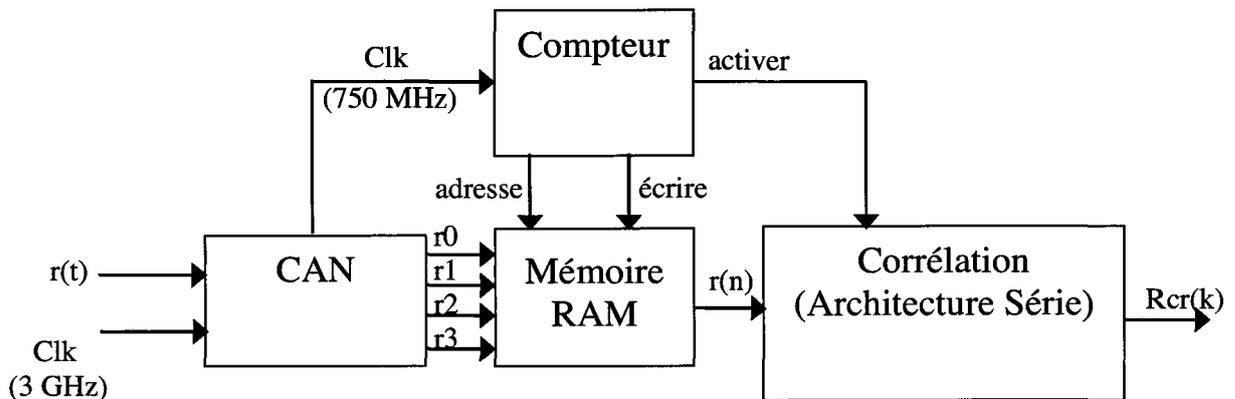


Figure V.24. Schéma bloc de l'architecture série avec une acquisition contrôlée.

L'idée se résume en deux étapes qui se répètent indéfiniment :

1-Stockage : Pendant cette phase, on stocke les échantillons reçus du signal dans une mémoire RAM. Le contrôle « écrire » est à l'état '1'. Le compteur change d'adresse au rythme de l'horloge « clk » 750 MHz d'une valeur de 0 à K/4. Un contrôle « activer » est ajouté au bloc de corrélation afin d'activer ou non le résultat de corrélation. Dans cette phase « activer » est à l'état '0', ce qui force la sortie de la corrélation à zéro.

2-Calcul : Dans cette phase nous passons à la lecture des échantillons à partir de la mémoire RAM (écrire = '0'). Ces échantillons sont passés en série dans le corrélateur. Dans ce cas, activer est mis à l'état '1', pour activer la sortie de la corrélation. Le compteur donne une adresse cette fois-ci de 0 à K.

Avec cette façon de procéder, nous réalisons à la vitesse de 750 MHz, le même calcul que celui réalisé à 3 GHz. La base de temps est étalée, c'est pour cette raison qu'il faut diviser la valeur trouvée par 4 pour trouver la valeur exacte d'une mesure donnée.

Les résultats de corrélation pour les deux cibles 5 m et 7 m sont similaires à celles de la Figure V.15.

Les architectures séries, présentées dans les deux paragraphes précédents, ont été testées. En revanche, la vitesse du traitement reste limitée (750 MHz). Pour augmenter cette vitesse et atteindre 3 GHz, nous proposons l'architecture dite parallèle.

V.5.6. Architecture parallèle

Nous allons discuter de l'architecture pour $N = 8$ et $M = 4$, N étant la taille du signal de référence et M le nombre d'échantillons délivrés par le CAN. Par la suite, nous pouvons généraliser le résultat pour des valeurs de N et M quelconques (M doit être inférieur strictement à N). Pour avoir $M > 4$ échantillons à la sortie du CAN, on lui ajoute en cascade un démultiplexeur. Nous calculons la corrélation pendant chaque période de répétition T_r , soit k varie entre 0 et K (avec $K = T_r/T_e$).

$$R_{cr}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n)r(n+k)$$

Soit $N = 8$, les expressions des 9 premiers échantillons de la corrélation sont les suivantes :

$$R_{cr}(i) = c(0)r(i) + c(1)r(i+1) + c(2)r(i+2) + c(3)r(i+3) + c(4)r(i+4) + c(5)r(i+5) + c(6)r(i+6) + c(7)r(i+7)$$

avec $0 \leq i \leq 8$

Le CAN délivre 4 échantillons en parallèle de la façon suivante:

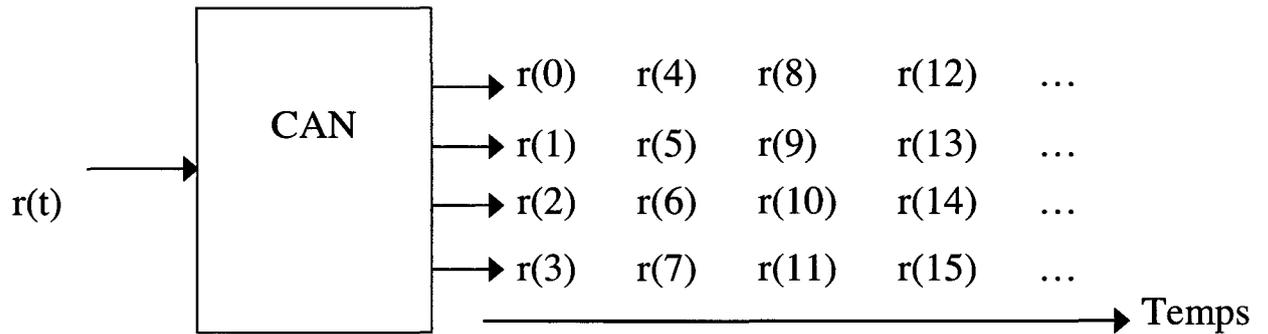


Figure V.25. Décimation réalisée par le CAN ($M=4$).

Soit :

$$r_0(k) = r(4 * k)$$

$$r_1(k) = r(4 * k + 1)$$

$$r_2(k) = r(4 * k + 2)$$

$$r_3(k) = r(4 * k + 3)$$

Puisqu'il est difficile de calculer la corrélation à la vitesse 3 GHz, nous proposons de la calculer à la vitesse de 750 MHz ($3 \text{ GHz}/4$), comme montre la Figure V.22. Le composant est divisé en 4 blocs de sous corrélations (Figure V.27) et un bloc de décalage. Les signaux $R_0(k)$, $R_1(k)$, $R_2(k)$ et $R_3(k)$ sont les résultats de sous corrélations dont chacun est une décimation d'un rapport de 4 du résultat final $R_{cr}(k)$:

$$R_0(k) = R_{cr}(4 * k - 7)$$

$$R_1(k) = R_{cr}(4 * k - 6)$$

$$R_2(k) = R_{cr}(4 * k - 5)$$

$$R_3(k) = R_{cr}(4 * k - 4)$$

En général l'architecture parallèle est composée de M blocs de sous corrélations et un bloc de décalage, et nous avons :

$$r_i(k) = r(M * k)$$

et $R_i(k) = R_{cr}(M * k - (N - 1) + i)$

avec $i=0, 1, \dots, M-1$.

et la fréquence de fonctionnement du FPGA sera 3 GHz/M.

Pour calculer le signal $R_i(k) = R_{cr}(4 * k - 7 + i)$ (En général $R_i(k) = R_{cr}(M * k - (N - 1) + i)$) à un instant donné qui correspond à un coup d'horloge, nous procédons de la manière suivante (voir Figure V.26):

1. Les sorties du CAN $r_i(k)$, $r_{i-1}(k)$, ... , $r_0(k)$ sont reliées directement aux entrées du sous corrélateur numéro i d'indices allant de $N-1$ jusqu'au $N-(i+1)$.
2. Tous les $N-1-i$ premiers échantillons de $r(k)$ parmi les $N-1$ qui étaient reliés, pendant le coup d'horloge précédent, aux entrées du sous corrélateur numéro $i-1$ (En général $M-1$) sont transférés vers les $N-1-i$ dernières entrées du sous corrélateur numéro i .

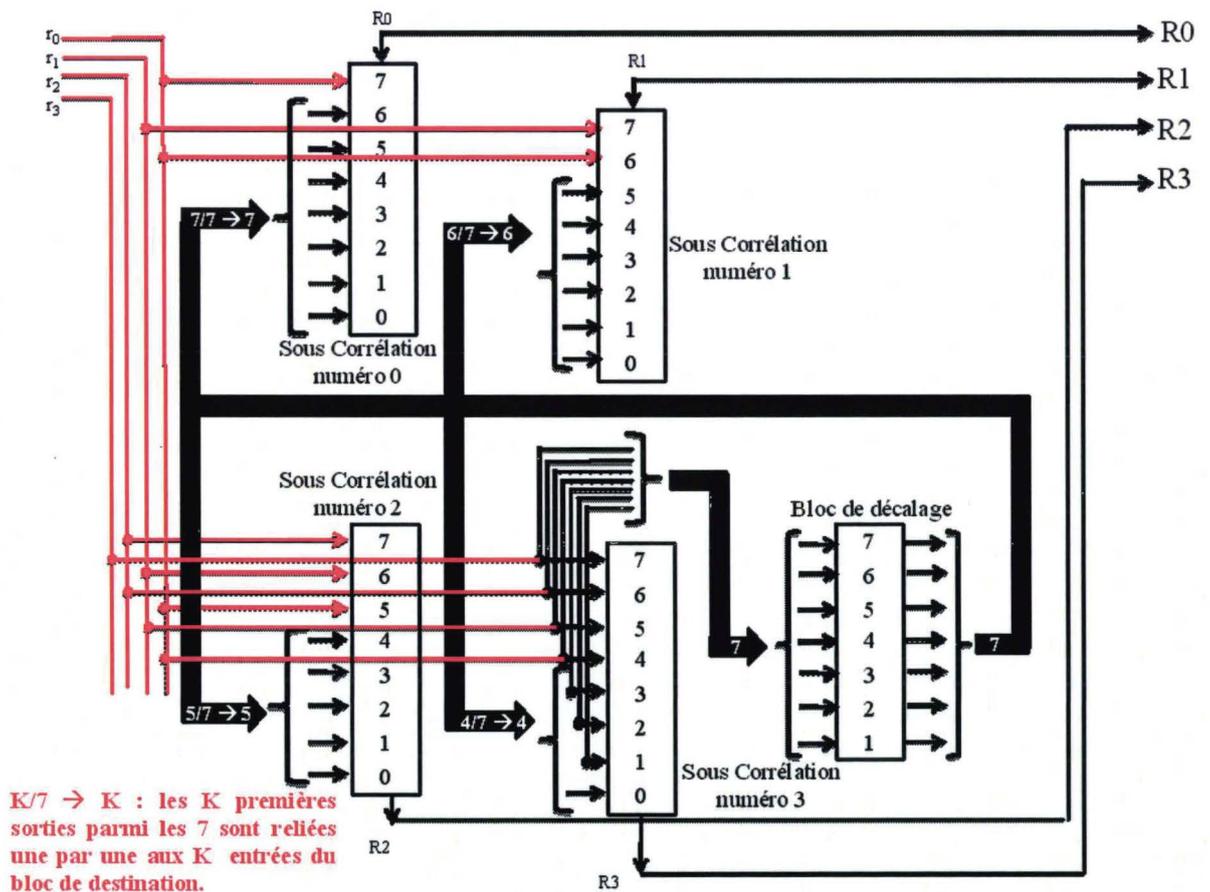


Figure V.26. Architecture parallèle de la corrélation ($N=8$ et $M=4$).

Soit l'instant du coup d'horloge où on a, au niveau de la sortie du CAN : $r_0 = r(12)$, $r_1 = r(13)$, $r_2 = r(14)$ et $r_3 = r(15)$. Par exemple pour calculer $R_0(3) = R_{cr}(5)$ nous avons relié r_0 à l'entrée

d'indice 7 du sous corrélateur numéro 0 et tous les 7 échantillons de $r(i)$ qui étaient reliés pendant le coup d'horloge précédent aux entrées du sous corrélateur numéro 3 sont reliés aux 7 dernières entrées du sous corrélateur numéro 0 (voir les équations des 9 premiers échantillons de la corrélation).

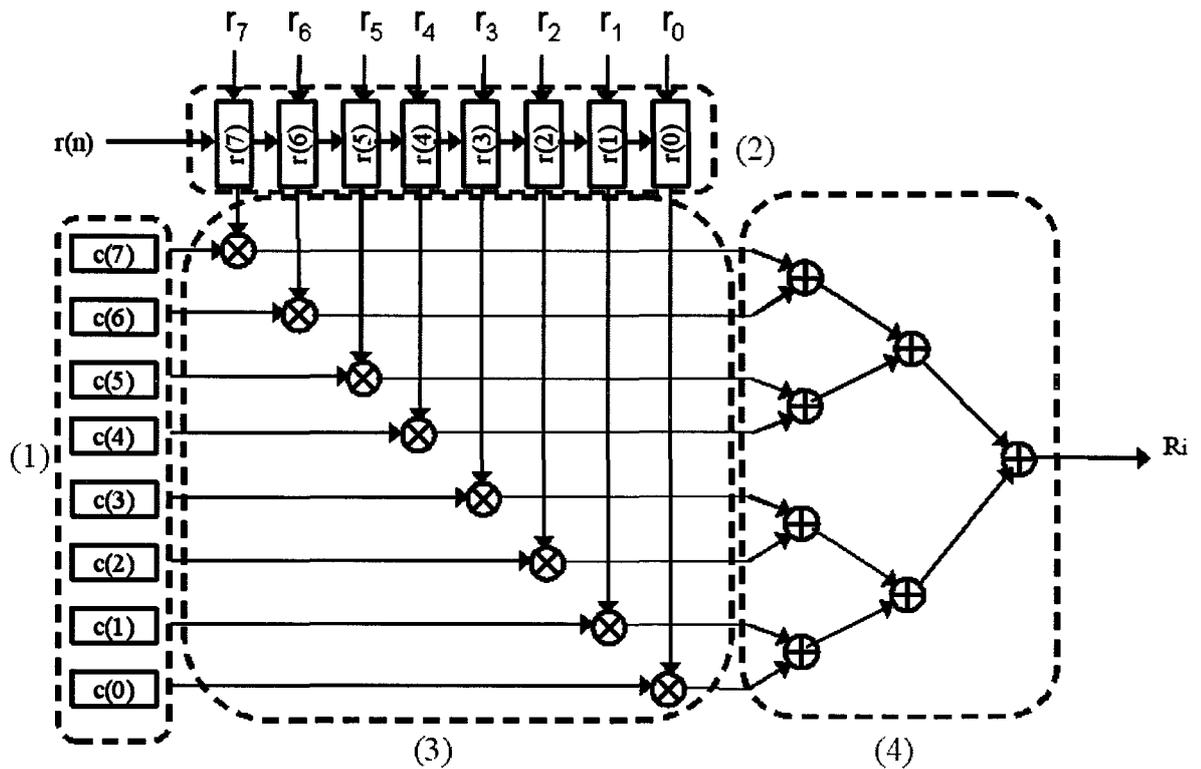


Figure V.27. Bloc de sous corrélation de l'architecture parallèle ($N=8$).

Le schéma bloc du sous corrélateur est donné par la Figure V.27. L'architecture de ce bloc est similaire à celle de l'architecture en série de la corrélation à la différence que les échantillons ne sont pas transférés d'un registre à un autre, mais ils sont transférés simultanément en parallèle.

La simulation des signaux théoriques est donnée par les Figures V.28 et V.29. Nous trouvons un décalage de 53,25 ns entre les maximums. Cette dernière valeur représente bien le décalage pris dans la simulation entre les impulsions monocycles.

Nous avons testé cette architecture sur des signaux réels des deux cibles placées à 5 m et à 7 m, voir les Figures V.30, V.31, V.32 et V.33.

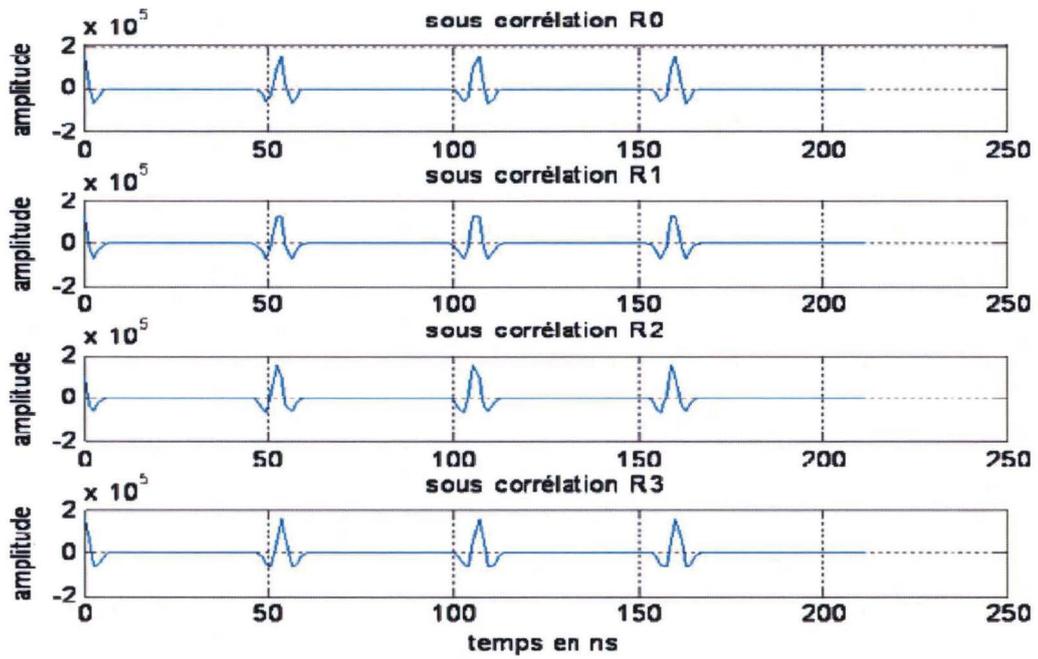


Figure V.28. Résultats théoriques de la corrélation implémentée en parallèle.

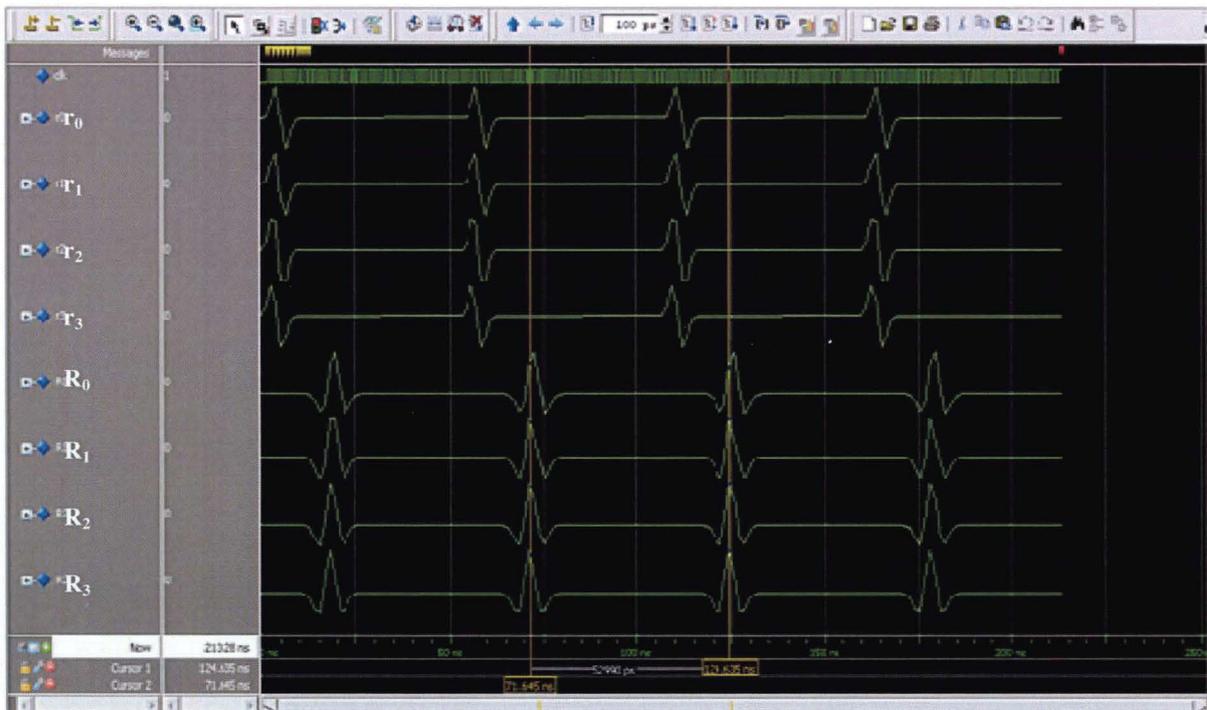


Figure V.29. Résultats théoriques correspondant à la Figure V.26 obtenu par Modelsim.

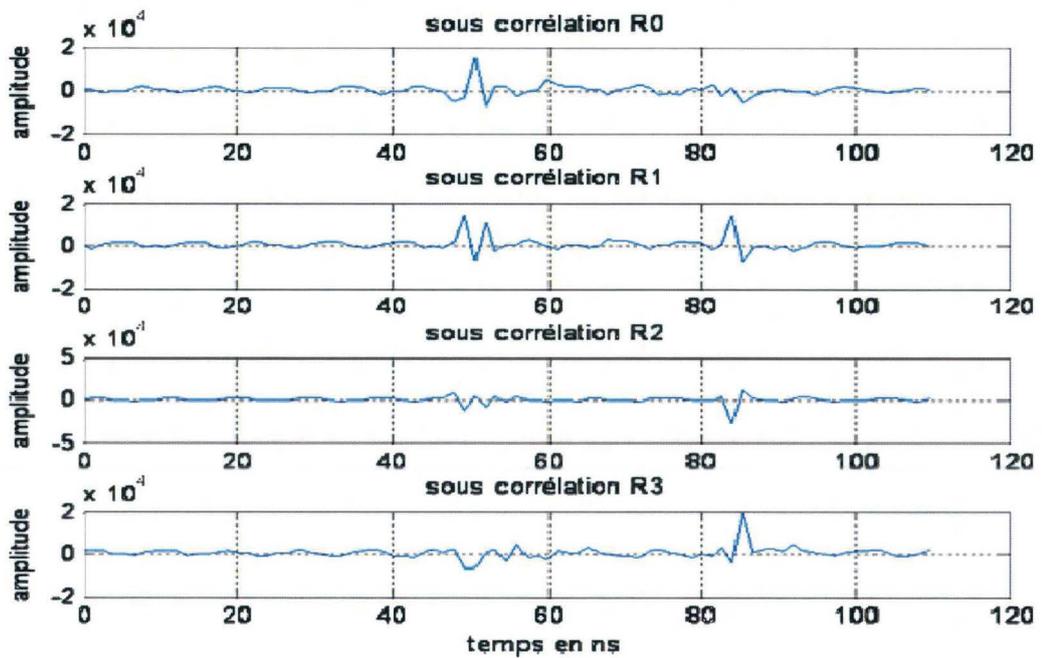


Figure V.30. Résultats de la corrélation implémentée en parallèle pour une cible à 5m.

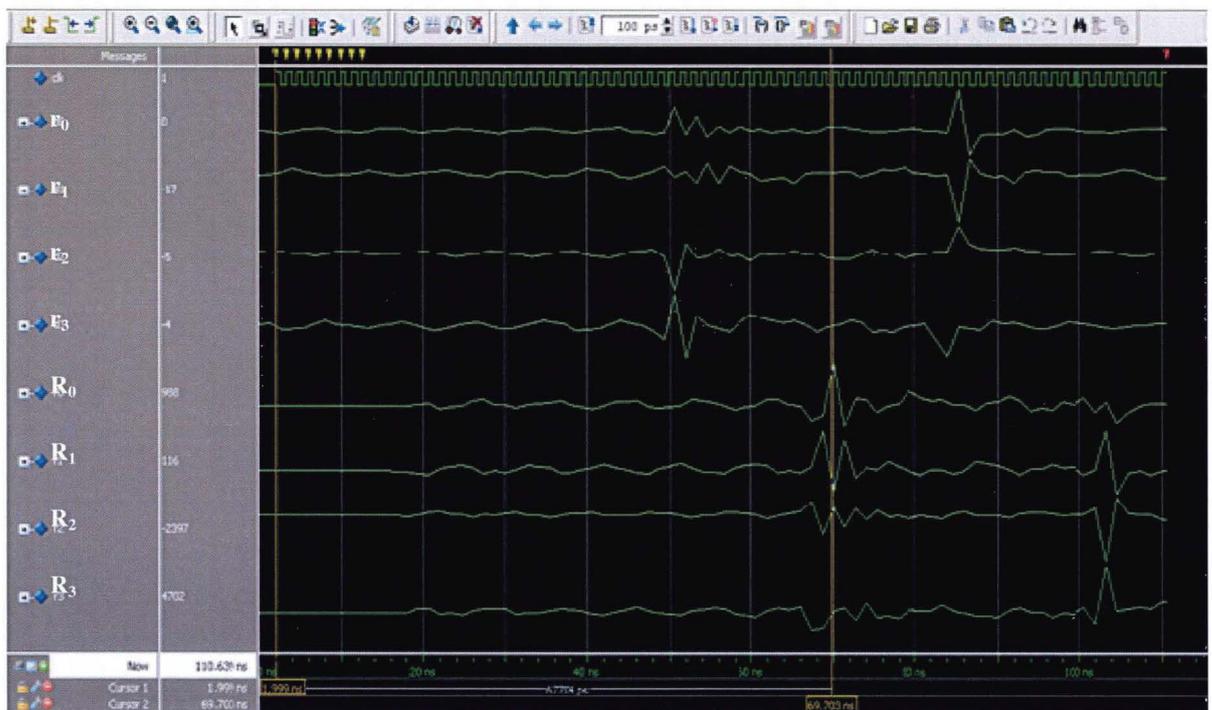


Figure V.31. Résultats de la corrélation implémentée en parallèle pour une cible à 5 m (Modelsim).

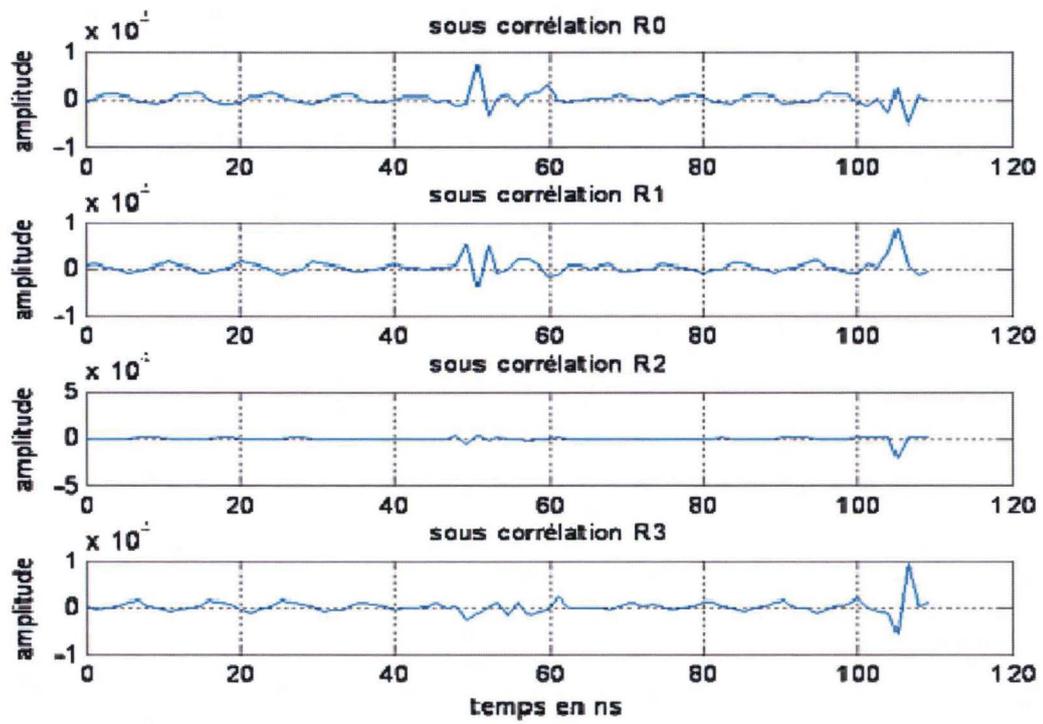


Figure V.32. Résultats de la corrélation implémentée en parallèle pour une cible à 5m.

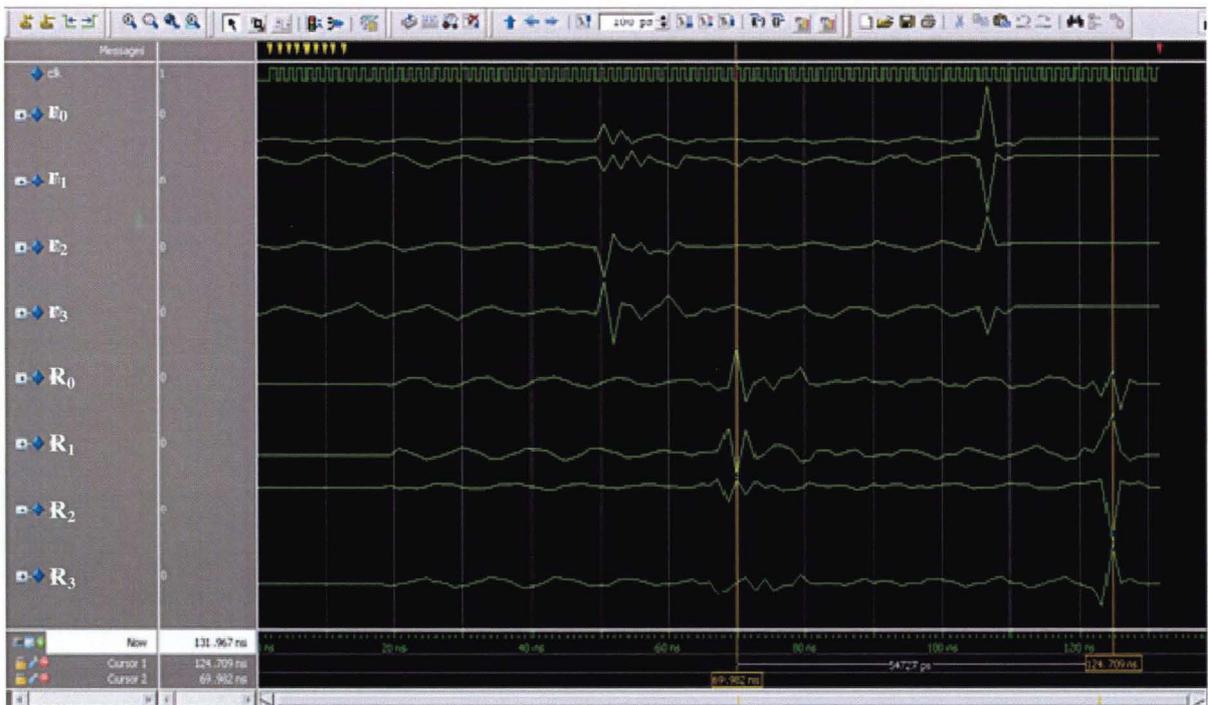


Figure V.33. Résultats de la corrélation implémentée en parallèle pour une cible à 7 m (Modelsim).

Le calcul de la distance de la cible s'effectue en estimant le retard entre la position du pic correspondant à la cible et celle du pic correspondant à la fuite. Le corrélateur fournit quatre résultats à 750 MHz en parallèle, la reconstitution en série ne sera pas possible. En effet, le signal résultant sera de $4 \times 750 \text{ MHz} = 3 \text{ GHz}$ ce qui n'est pas faisable vu que le FPGA est incapable de tourner à cette fréquence. Pour cela nous allons procéder à une détection de maximum (R_i) en parallèle et en pipeline. Le retard est ainsi calculé en effectuant la différence entre la position du maximum des sous-corrélations de la cible ($2^{\text{ème}}$ pic) et la position du maximum des sous-corrélations de la fuite.

Nous trouvons un retard de 33,4 ns, soit $d = 5 \text{ m}$ (pour la cible à 5 m) et 51 ns, soit $d = 7.65 \text{ m}$ (pour la cible à 7 m).

V.6. Signature des obstacles

Un avantage très intéressant du radar ULB est sa capacité à distinguer les obstacles par leurs signatures. La signature d'un obstacle donné est caractérisée par son « impulsion de référence ». Afin de la déterminer, nous comparons les différents résultats de corrélation avec les impulsions de référence. Cette fonctionnalité est réalisée grâce à l'architecture schématisée Figure V.34. Du fait de la nécessité de calculer plusieurs corrélations avec plusieurs types d'impulsions, nous proposons de travailler avec l'architecture série du corrélateur associée à une acquisition contrôlée, en lui ajoutant à la sortie du compteur un contrôle appelé « adresse référence » qui est relié avec l'entrée équivalente au bloc mémoire ROM. Cette dernière mémorise tous les codes nécessaires (piéton, métal, bois...). Chaque fin du calcul d'une corrélation avec un type donné, le compteur incrémente l'adresse référence pour brancher la prochaine impulsion de référence. Quand nous parcourons toutes les références, les résultats sont transmises au dernier bloc qui compare les pics de corrélation pour en déduire le type d'obstacle et la distance estimée. Cette idée est encore en cours de développement. Pour cette raison, nous ne sommes pas en mesure de donner des exemples de simulations avec l'outil Modelsim.

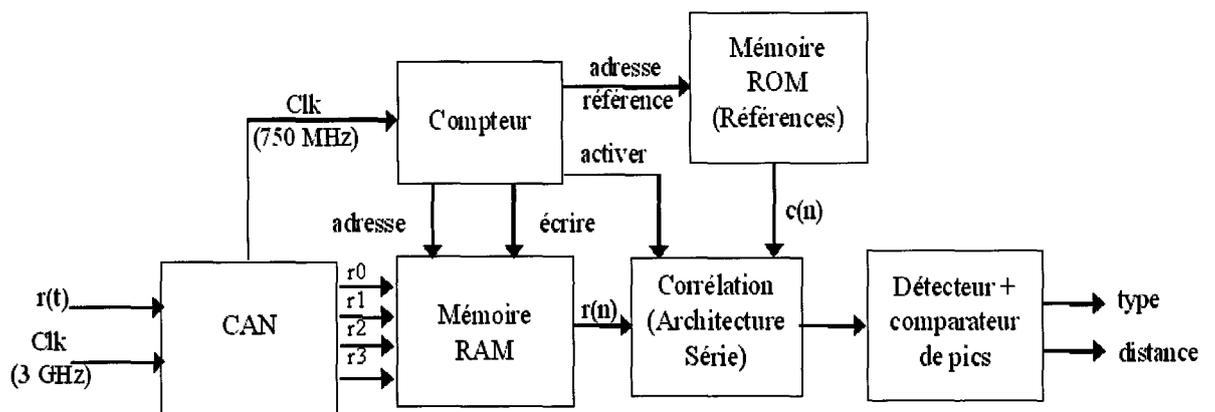


Figure V.34. Architecture d'un récepteur radar ULB avec signature.

Nous avons montré que la technologie ULB s'apprête bien au développement d'un radar ULB capable de détecter les obstacles à courte portée tout en offrant la possibilité de reconnaître leurs signatures. Les domaines d'application de ce type de radar sont diverses et variés, mais une application est particulièrement intéressante : le domaine du transport routier. Dans le cadre de l'ANR nous participons au projet PRIMACARE, nous proposons une application directe de notre système réalisé

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté de la faisabilité du traitement radar ULB en temps réel. Après une longue recherche des cartes FPGA sur le marché, nous avons opté pour la dernière génération de Xilinx (Virtex 5).

La problématique de la limite d'échantillonnage est rappelée afin de connaître la qualité de la corrélation dans les bonnes et mauvaises conditions. Un échantillonnage à 3 GHz est suffisant pour avoir des résultats satisfaisants. Mais, la carte FPGA ne peut pas tourner à une vitesse supérieure à 750 MHz. C'est pour cette raison que nous avons cherché à proposer des solutions alternatives adaptées pour réaliser la corrélation ULB sur le FPGA cible.

Nous avons proposé quelques architectures possibles. La plus simple est la corrélation calculée en série. Mais cette architecture est limitée au niveau du résultat. La deuxième est la corrélation en série avec une alternance entre stockage et calcul. Elle permet d'avoir un résultat correct du fait de son fonctionnement à la limite des capacités du CAN (3 GHz). Une troisième architecture appelée architecture en parallèle est proposée. La corrélation est réalisée sous forme de plusieurs sous corrélations qui se calculent en parallèle. Des simulations sur des signaux théoriques et réels ont montré de bons résultats après validation avec Matlab.

A la fin de ce chapitre, nous avons proposé une architecture dédiée à la signature des obstacles. Les prochaines étapes de cette partie de la thèse concernent essentiellement les tests de la carte, l'assemblage des architectures de la corrélation avec le composant CAN et la validation de l'ensemble en temps réel sur des cibles réelles.

Conclusion générale

L'analyse bibliographique présentée a montré que le radar est le meilleur moyen pour détecter les obstacles dans un environnement routier grâce à leurs performances par temps de pluie et de brouillard. Après avoir introduit les différents types de radars classiques utilisés pour des applications d'anticollision, nous nous sommes intéressés particulièrement au radar à corrélation. En effet, le récepteur à corrélation est idéal dans le sens où il maximise la probabilité de détection. Nous avons également montré que les radars à impulsions sont les plus performants du point de vue résolution, mais en revanche s'avèrent moins adaptés pour les applications routières. Cependant avec les avancées de l'électronique, l'utilisation de la nouvelle technologie ULB (Ultra Large Bande) s'avère une solution alternative, intéressante pour la génération des impulsions rapides (durée $< 1\text{ns}$). En plus, la densité spectrale de puissance rayonnée est très faible dans la mesure où la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande. Cette particularité confère aux systèmes utilisant l'ULB, une faible probabilité de détection et d'interception. Ainsi, les autres systèmes perçoivent les signaux ULB comme un bruit de fond. Ces signaux possèdent une bonne capacité de pénétration des surfaces et écrans naturels grâce à leur grande largeur de bande. Ils restent bon marché grâce à leur simplicité et au coût faible des composants.

Les objectifs de cette thèse concernant l'étude, la réalisation et le test d'un radar anticollision courte portée basé sur la technique ULB ont été atteints. Le système radar anticollision ainsi conçu permet de calculer la distance séparant le véhicule d'un éventuel obstacle avec une précision élevée (cette précision peut atteindre 5 cm pour des bandes plus larges). Ce système permet aussi d'assurer la gestion multi-utilisateurs avec le moins d'interférences possibles pour une utilisation dans le milieu réel. C'est une caractéristique originale de ce radar sachant que peu de travaux ont été menés dans cet objectif : concevoir un radar à accès multiple.

L'étude des formes d'onde ULB orthogonales (Gegenbauer et Hermite) offre la possibilité de différencier les signaux ULB tout en offrant des bonnes performances en terme de précision et de dynamique du signal reçu. Les performances des différentes formes d'ondes ULB ont été présentées et comparées afin de choisir l'impulsion la plus adéquate pour l'application radar. Pour cela nous nous sommes basés sur la comparaison des fonctions d'autocorrélation de ces formes d'ondes, en simulation puis par des mesures expérimentales. Suite à ces études, notre choix s'est porté sur les impulsions G3 (Gegenbauer d'ordre 3), l'impulsion Monocycle et l'impulsion H1 (l'ordre 1 de la fonction Hermite). Les fonctions Gegenbauer et Hermite permettent également un accès multiple mais dans le cas d'un nombre limité d'utilisateurs. Dans l'optique de l'utilisation du système en configuration multi-utilisateurs, nous avons comparé les techniques DS-CDMA ULB basées sur les codes de Gold et les séquences pseudo-aléatoires (SBPA) dans le but de choisir le meilleur code pour notre application envisagée. Nous avons remarqué que les SBPA donnent des meilleurs résultats que les codes de Gold avec une longueur optimale ($L=511$). L'utilisation de multiplexage des signaux radars basé sur l'association des formes d'onde orthogonales à la DS-CDMA offre une nouvelle possibilité d'accès multiple avec un nombre plus élevé d'utilisateurs, ce nombre étant habituellement lié au nombre de codes disponibles.

Le radar ULB basé sur le récepteur à corrélation a été réalisé et il offre de très bonnes performances en terme de calcul de distance. En effet, il permet un calcul de distance avec une précision élevée. L'utilisation des statistiques d'ordre supérieur (SOS) permet de réduire l'effet du bruit impulsionnel

reçu ; Ceci dans le but d'améliorer la détection et ainsi aider à l'automatisation du dispositif. L'algorithme 'Tugnait 4' est l'outil SOS le plus adapté aux signaux ULB radar analysés. Ensuite un prototype a été développé et plusieurs tests et mesures, mettant en œuvre plusieurs scénarios, en environnement réel ont été réalisés afin d'évaluer les performances du radar ULB.

Les études réalisées ont mis en évidence la capacité du système à reconnaître les types d'obstacles détectés grâce à un algorithme permettant la détection d'obstacles et en même temps l'identification du type d'obstacles. Ceci, afin de pouvoir en éliminer ceux qui ne représentent pas de danger et faciliter la phase de suivi d'obstacles (Tracking) dans le cadre du projet ANR PRIMACARE. Une base de données avec les références (signatures) associées aux obstacles les plus courants a été établie.

Finalement nous avons étudié la faisabilité du traitement radar ULB en temps réel. Cette partie réalisation temps réel reste un verrou technologique difficile à résoudre à cause des limitations en rapidité des calculateurs et composants FPGA. Après analyse des cartes FPGA existants sur le marché, nous avons choisi la dernière génération de Xilinx (Virtex 5). Nous avons étudié la problématique de la limite d'échantillonnage afin de connaître la qualité de la corrélation dans les bonnes et mauvaises conditions. Plusieurs architectures possibles ont été proposées et nous avons opté pour la corrélation réalisée sous forme de plusieurs sous corrélations calculées en parallèle à 750MHz et permettant un échantillonnage à 3GHz. Nous avons présenté des simulations avec des signaux théoriques et réels. Les résultats obtenus sont conformes aux résultats obtenus avec Matlab et montrent la faisabilité de cette unité de traitement temps réel. Nous avons aussi proposé une architecture complète dédiée à la reconnaissance d'obstacles en temps réel.

En perspectives de ces travaux à court et moyen termes, nous souhaitons réaliser les études suivantes :

- Etude des formes d'ondes ULB en utilisant les statistiques d'ordres supérieurs.
- Test et analyse des interférences de plusieurs radars ULB fonctionnant sur route en même temps.
- Automatisation de la reconnaissance d'obstacles et finalisation de la base de données des références d'obstacles à répertorier.
- Réalisation de mesures en ajoutant un bruit additif à l'aide d'un générateur de bruit, dans le but de miniaturiser le système.
- Intégration de l'ensemble radar (émetteur-récepteur) y compris les antennes.
- Association des données radar à la partie suivi d'obstacles 'Tracking' et évaluation des performances de cet algorithme enrichi par l'identification du type d'obstacles.

A long terme, nous souhaitons porter le radar ULB (étudié ici en bande de base) autour de la prochaine fréquence autorisée pour les radars anticollision (79 GHz). Suite à cette migration en fréquence, des performances du radar ULB en bande de base seront certes préservées (accès multiple, précision), mais d'autres seront altérées (signature radar, ...). Une étude approfondie après conception d'une maquette de laboratoire permettra d'analyser les points forts et les points faibles de ce nouveau radar.

Liste des acronymes

ABS : Antiblockiersystem, système de freinage anti-blocage.
ACC : Adaptatif Cruise Control.
ANR : Agence National de Recherche.
APM : Anti Personal Mines.
ARVA : Appareil de Recherche de Victimes d'Avalanche
ASK: Amplitude Shift Keying.
AWGN: additive white Gaussian noise.
BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien.
BER: Bit Error Rate.
BMA: Building Material Analysis Systems.
BPSK: Binary Phase Shift Keying.
CAN: Controller Area Network.
CAWS: Collision Avoidance Warning System.
CDMA: Code division multiple access.
CEA : Commissariat à l'Energie Atomique.
CEPT : Conférence Européene des administartions des Postes et des Télécommunications.
CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor.
CODIREP: Communication Détection et Identification de Rame En Panne.
COR: Caractéristiques opérationnelles des récepteurs
CW: Continuous Wave.
DAA: Detect And Avoide.
DIREP: Détection et Identification de Rame En Panne.
DoD: Departement of Defense (USA).
DS-CDMA: Direct Séquence- Code Division Multiple Access.
DS-ULB : Direct Séquence- Ultra Large Bande.
DSP: Digital Signal Processor.
DVD: Digital Versatile Disc.
ECC : European Communications commission.
ETSI : European Telecommunications Standards Institue.
FCC: Federal Communications commission.
FDMA: Frequency Division Multiple Access.
FFT: Fast Fourier Transform.
FH: Frequency Hopping.
FH-SS: Frequency Hopping-Spread Spectrum.
FH-ULB: Frequency Hopping-Ultra Large Bande.
FM-CW: Frequency Modulated Continuous Wave.
FPGA: field-programmable gate array.
GBSAR: Ground Based Synthetic Aperture Radar.
GNSS: Global navigation satellite system.
GPR: Ground Probing Radar ou Ground Penetrating Radar.
GSM: Global System for Mobile Communications.
GPS: Global Positioning System.
HOS: High Order Statistics
IHM: Interface Homme Machine.
IR: Infra-rouge.
ISM : Industriel, Scientifique et médical.

LDC: Low Duty Cycle.
LETI: Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information.
LFM: Linear Frequency Modulation.
LIDAR: LIght Detection And Ranging.
LPI/D: Low Probability on Intercept/Detection.
LR: Low Rate.
MAC: Media Access Control.
MB: Multi Bande.
MB-OFDM: Multi Bande-Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
MIR: Micropower Impulse Radar.
M-QAM: M- Quadrature amplitude modulation.
NRZ : Non Retour à Zéro.
ODC: Object Discrimination and Characterization.
OFCOM : Office fédéral de la communication.
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OOC: optical orthogonal codes.
OOC-PPM: optical orthogonal codes-Pulse Position Modulation.
OOC-ULB: optical orthogonal codes- Ultra Large Bande.
OOK: On Off Keying.
PAM: Pulse Amplitude Modulation.
PAN: Personal Area Network.
PCI : Peripheral Component Interconnect.
PIRE: Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.
PMC: PCI Mezzanine Card.
PPM: Pulse Position Modulation.
PRI: Pulse repetition Interval.
PRF: Pulse repetition Frequency.
RADAR: RAdio Detection And Ranging.
RAM: Random-Access Memory.
RBW: Resolution BandWidth.
RCS: Radar Cross Section.
RF: Radio Fréquence.
ROM: Read-Only Memory.
RSB: Rapport Signal à Bruit.
SAR : Synthetic Aperture Radar.
SBPA : séquence binaire pseudo aléatoire.
SDMA: Space Division Multiple Access.
SER: Surface Equivalente Radar.
SNR : Signal-to-Noise Ratio.
SOS : Statistiques d'Ordre Supérieur.
SRR: Short Range Radar.
TDMA: Time Division Multiple Access.
TH: Time Hopping.
TH-BPSK: Time Hopping- Binary Phase Shift Keying.
TH-PPM: Time Hopping-Pulse Position Modulation.
TH-ULB: Time Hopping-Ultra Large Bande.
ULB: Ultra Large Bande.
UMTS: Universal Mobile Telecommunications System.
USB: Universal Serial Bus.
UWB: Ultra Wideband.

VCM: Visualisation des Cibles Mobiles.
VHDL: VHSIC Hardware Description Language.
VHSIC: Very High Speed Integrated Circuit
WLAN: Wireless Local Area Network.
WPAN: Wireless Personal Area Network.
WPR: Wall Probing Radar.
XRC: Xilinx Reconfigurable Computer.

Annexe A

Théorie de détection (Probabilité de détection - Probabilité de fausse alarme):

Dans le domaine des communications numériques, l'émetteur envoie un signal binaire dont chaque bit est représenté par un signal élémentaire spécifique. À la réception, le signal arrive avec une certaine déformation due au canal et est entaché avec un certain bruit. Un organe de décision est appliqué au signal reçu pour décider quel bit a été reçu. Dans les systèmes radars, le problème de détection consiste à décider la présence ou l'absence d'une cible à partir de l'observation du signal reçu. La reconnaissance de mots dans un dictionnaire est encore un problème de décision : étant donné un segment d'un signal de parole, qu'on admet correspondre à un mot unique, on doit décider de quel mot il s'agit [Barkat 05], [Kolawole 02], [Trees 92] et [Trees02].

Pour l'application radar, on introduit deux hypothèses H_0 et H_1 :

- H_0 : Absence d'une cible.
- H_1 : Présence d'une cible.

Pour les systèmes de communications les deux hypothèses H_0 et H_1 correspondent respectivement à l'envoi du bit 0 et du bit 1.

Soit Y un signal aléatoire observé dans un espace d'observation Z qui est répartie en deux espaces Z_0 et Z_1 disjoints avec $Z_0 \cap Z_1 = \emptyset$; et $Z_0 \cup Z_1 = Z$. Si $Y \in Z_0$ alors il faut décider en faveur de H_0 et si $Y \in Z_1$ alors il faut décider en faveur de H_1 .

On introduit deux événements de décision D_0 et D_1 :

- D_0 : décider que l'hypothèse H_0 est vraie.
- D_1 : décider que l'hypothèse H_1 est vraie.

On a quatre possibilités de décision à considérer (voir le tableau 1) :

Décision	Signification	Probabilité
Décision D_1 , sachant H_1 est vraie	Détection correcte de la cible	P_D
Décision D_1 , sachant H_0 est vraie	Fausse alarme	P_{FA}
Décision D_0 , sachant H_1 est vraie	Non détection	P_M
Décision D_0 , sachant H_0 est vraie	Détection correcte du bruit	P_{BS}

Tableau 1 : Possibilité de décision

Soit $p(Y/H_i)$ la densité de probabilité conditionnelle de Y sachant H_i (avec $i = 0, 1$).

Dans la théorie de détection on utilise les probabilités suivantes :

1. La probabilité de détection instantanée : c'est la probabilité de détecter le signal quand celui-ci est effectivement présent à l'entrée du récepteur

$$P_D = P(D_1 / H_1) = \int_{Z_1} p(y / H_1) dy \quad 1$$

2. La probabilité de fausse alarme instantanée : c'est la probabilité de décider que le signal est présent alors qu'il n'est pas.

$$P_{FA} = P(D_1 / H_0) = \int_{Z_1} p(y / H_0) dy \quad 2$$

3. La probabilité de non détection ou probabilité de manque : c'est la probabilité de décider que le signal est absent alors qu'il est présent.

$$P_M = P(D_0 / H_1) = \int_{Z_0} p(y / H_1) dy \quad 3$$

4. La probabilité de détection correcte du bruit seul : c'est la probabilité de décider que le bruit est seul alors qu'il est effectivement seul à l'entrée du récepteur.

$$P_{BS} = P(D_0 / H_0) = \int_{Z_0} p(y / H_0) dy \quad 4$$

Puisque $Z_0 \cap Z_1 = \emptyset$; et $Z_0 \cup Z_1 = Z$ on a alors :

$$\int_{Z_0} p(y / H_1) dy = \int_Z p(y / H_1) dy - \int_{Z_1} p(y / H_1) dy = 1 - \int_{Z_1} p(y / H_1) dy \quad 5$$

avec $i = 0, 1$

Pour $i = 1$ on a :

$$P_M = \int_{Z_0} p(y / H_1) dy = 1 - P_D \quad 6$$

Pour $i = 0$ on a :

$$P_{BS} = \int_{Z_0} p(y / H_0) dy = 1 - P_{FA} \quad 7$$

Si on note les probabilités des deux hypothèses H_0 et H_1 par P_0 et $P_1 = 1 - P_0$, alors l'expression de la probabilité d'erreur du récepteur est la suivante :

$$P_E = P_1 P_M + P_0 P_{FA} \quad 8$$

Un récepteur vise toujours à maximiser P_D en minimisant P_{FA} . Le tracé des courbes P_D en fonction de P_{FA} donne les réseaux COR (Caractéristiques Opérationnelles du Récepteur) [Trees 92]. Le système de décision est défini par une application de l'espace des observations Z dans l'ensemble des hypothèses possibles H_1 et H_0 . On désigne cette application par un critère de décision. En fonction du système et de son utilisation, on peut choisir entre trois principaux critères de décision : le critère de Bayes, le critère de min-max et le critère de Neyman-Pearson.

a. Le critère de Bayes

Le critère de Bayes se base sur deux hypothèses. La première hypothèse consiste à connaître les probabilités P_0 et P_1 . La seconde hypothèse consiste à attribuer un coût à chaque décision comme suit :

- c_{01} : coût de la non détection du signal.
- c_{00} : coût de la détection du bruit seul.
- c_{10} : coût de la fausse alarme.
- c_{11} : coût de la détection du signal.

Il est logique que le coût d'une mauvaise décision soit supérieur à celui d'une bonne décision : $c_{10} > c_{00}$ et $c_{01} > c_{11}$.

Le critère de Bayes consiste à choisir le seuil de décision Y_0 de façon à minimiser le coût moyen $E[C]$ appelé le risque R :

$$R = E [C] = c_{11}P (D_1, H_1) + c_{10}P (D_1, H_0) + c_{00}P (D_0, H_0) + c_{01}P (D_0, H_1) \quad 9$$

En utilisant la formule de Bayes : $P (D_i, H_j) = P (D_i/H_j) P (H_j)$, on trouve :

$$R = c_{11}P (D_1/H_1) P_1 + c_{10}P (D_1/H_0) P_0 + c_{00}P (D_0/H_0) P_0 + c_{01}P (D_0/H_1) P_1 \quad 10$$

$$R = c_{11}P_D P_1 + c_{10}P_{FA} P_0 + c_{00}P_{BS} P_0 + c_{01}P_M P_1 \quad 11$$

En remplaçant P_D et P_{FA} par $1 - P_M$ et $1 - P_{BS}$ dans (11) on obtient :

$$R = c_{11} P_1 + c_{10} P_0 + P_1 (c_{01} - c_{11}) P_M + P_0 (c_{00} - c_{10}) P_{BS} \quad 12$$

On remplace dans cette expression P_M et P_{BS} par leurs expressions (4) et (5) :

$$R = c_{11} P_1 + c_{10} P_0 + P_1 (c_{01} - c_{11}) \int_{Z_0} p(y/H_1) dy + P_0 (c_{00} - c_{10}) \int_{Z_0} p(y/H_0) dy \quad 13$$

Alors le coût moyen devient :

$$R = c_{11} P_1 + c_{10} P_0 + \int_{Z_0} \{P_1 (c_{01} - c_{11}) p(y/H_1) - P_0 (c_{10} - c_{00}) p(y/H_0)\} dy \quad 14$$

Alors le risque R comprend un coup fixe $c_{11}P_1 + c_{10}P_0$ et une intégrale sur Z_0 qui représente le coût des points y attribués à Z_0 . Puisque les termes $c_{01} - c_{11}$ et $c_{10} - c_{00}$ sont positifs, alors tout point y

pour lequel $P_0(c_{10} - c_{00})p(y/H_0) \geq P_1(c_{01} - c_{11})p(y/H_1)$ contribue négativement à la somme qui représente l'intégrale et le risque diminue et doit donc être attribué à Z_0 . Tout point y pour lequel $P_0(c_{10} - c_{00})p(y/H_0) \leq P_1(c_{01} - c_{11})p(y/H_1)$ contribuerait positivement à l'intégrale. Il doit être exclu de Z_0 et donc attribué à Z_1 .

La meilleure décision est alors : Si $P_0(c_{10} - c_{00})p(y/H_0) \leq P_1(c_{01} - c_{11})p(y/H_1)$, il faut attribuer y à Z_1 . Ce qui veut dire de décider que H_1 est vrai. Dans le cas contraire la décision H_0 est prise. Cette décision est nommée le critère de Bayes qui peut être représentée sous la forme [Colin 02] :

$$\Lambda(y) = \frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} \eta \quad 15$$

Où η est le seuil de décision :

$$\eta = \frac{P_0(c_{10} - c_{00})}{P_1(c_{01} - c_{11})} \quad 16$$

La fonction $\Lambda(y)$ est appelée le rapport de vraisemblance de Y . C'est un scalaire quelle que soit la dimension de Y . Elle ne dépend ni des probabilités à priori P_1 et P_0 ni des coûts attribués. Il est donc possible de la calculer tout en gardant η comme un paramètre que l'on changera en fonction des coûts et les probabilités à priori.

b. Critère de min-max

Le critère de min-max est un autre critère de décision utilisé quand on ne connaît pas les probabilités à priori P_1 et P_0 . Il consiste à choisir le test qui a la meilleure performance dans le cas le plus défavorable [Hippenstiel 02].

Reprenons l'expression du risque donné par l'équation 11

$$R = c_{11}P_D P_1 + c_{10}P_{FA} P_0 + c_{00}P_M P_0 + c_{01}P_{BS} P_1 \quad 17$$

En utilisant les expressions : $P_0 = 1 - P_1$, $P_D = 1 - P_M$, $P_{BS} = 1 - P_{FA}$, On obtient une expression qui dépend de P_1 :

$$R = c_{00}(1 - P_{FA}) + c_{10}P_{FA} + P_1 [(c_{11} - c_{00}) + (c_{01} - c_{11})P_M - (c_{10} - c_{00})P_{FA}] \quad 18$$

Admettons alors qu'une certaine valeur du seuil de décision soit fixée à η_0 . Étant donné que les probabilités P_M et P_{FA} sont en fonction du seuil η_0 , on peut conclure que le risque est une fonction linéaire de P_1 . Il est maximal pour une certaine valeur $P_1 = P_{opt}$ (déduite de l'équation 16) :

$$P_{opt} = \frac{c_{10} - c_{00}}{c_{10} - c_{00} + \eta_0(c_{01} - c_{11})} \quad 19$$

Pour toutes les autres valeurs de $P_1 \neq P_{opt}$, le test optimal (qui correspond à un seuil $\eta \neq \eta_0$) aura un risque inférieur.

Suite à la non-connaissance préalable de P_1 , le critère min-max consiste à choisir le test optimal pour la situation où le risque est maximal. Ce qui est obtenu en prenant le test qui a un risque constant pour toutes les valeurs possibles de la probabilité P_1 . Pour obtenir ce test, on doit donc choisir un seuil qui conduit à des valeurs de P_M et P_{FA} tels que le facteur multiplicateur de P_1 dans (18) soit nul :

$$c_{11} - c_{00} + (c_{01} - c_{11})P_M - (c_{10} - c_{00})P_{FA} = 0 \quad 20$$

Cette équation est connue sous le nom de min-max. Pour des coûts de Bayes qui sont nuls pour des bonnes décisions ($c_{11} = c_{00} = 0$), le test min-max est défini par : $c_{01}P_M = c_{10}P_{FA}$.

c. Le critère de Neyman-Pearson

Dans le critère de Bayes nous avons besoin des probabilités à priori et les coûts associés à chaque décision possible. Le critère de min-max est utilisable dans le cas de non-connaissance de la probabilité P_1 . Dans plusieurs domaines tels que le radar, ces probabilités ne sont pas connues et c'est très difficile de prévoir les coûts. Pour surmonter cette difficulté, nous utilisons les probabilités de fausse alarme PFA et de détection P_D . Le principe du critère de Neyman-Pearson est de maximiser la probabilité de détection sous contrainte d'une probabilité de fausse alarme désirée. On fixe donc un seuil en fonction de cette limite, et on cherche à maximiser la probabilité de détection P_D pour le récepteur. Puisque $P_M = 1 - P_D$, maximiser P_D revient à minimiser P_M [Jay 02] et [Colin 02].

Ce critère utilise la même règle de décision que celui de Bayes.

$$\Lambda(y) = \frac{p(y/H_1)}{p(y/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad 21$$

En utilisant la densité de probabilité de $\Lambda(y)$, on cherche un seuil η_0 qui correspond à une probabilité de fausse alarme fixe $P_{FA} = P_{lim}$ telle que :

$$P_{lim} = \int_{\eta_0}^{+\infty} p(\Lambda/H_0) d\Lambda \quad 22$$

et la probabilité de détection qui en découle s'écrira :

$$P_D = \int_{\eta_0}^{+\infty} p(\Lambda/H_1) d\Lambda \quad 23$$

L'outil essentiel de la théorie de la détection en radar est la fonction d'ambiguïté [Woodward 80]. Cette fonction caractérise les propriétés du signal comme instrument de mesure. Après émission d'un signal connu et la réception d'un écho, la fonction d'ambiguïté mesure la ressemblance de ce

signal avec ses translatées en temps et en fréquence. C'est essentiellement une mesure de corrélation en fonction d'un retard et d'un décalage fréquentiel. Le radar présenté dans ces travaux est un radar utilisant des signaux ULB.

Ces signaux ULB, n'ayant pas de fréquence porteuse, ne nécessitent pas d'étude de la fonction d'ambiguïté.

Bibliographie de l'Annexe A:

[Barkat 05] M. Barkat, "Signal detection and estimation," Artech House, 2005.

[Colin 02] J.-M. Colin, "Le radar théorie et pratique," Ellipses, Technosup, Supélec, 2002.

[Hippenstiel 02] R. D. Hippenstiel, "Detection theory applications and digital signal processing de ralph dieter hippenstiel," CRC Press, 2002.

[Jay 02] E. Jay, "Détection en environnement non-gaussien," Thèse de doctorat de l'université de Cergy Pontoise, 2002.

[Kolawole 02]: M. O. Kolawole, "Radar systems, peak detection and tracking," Newnes, 2002.

[Trees 92] H. Trees, "Detection, estimation and modulation theory," John Wiley New York, 1992.

[Trees 02] H. L. Trees, "Detection, estimation, and modulation theory : Radar-sonar processing and gaussian signals in noise," John Wiley and Sons, 2002.

[Woodward 80] P. Woodward, « Probability and Information Theory with Applications to Radar », Artech House, 1980

Annexe B

Les signaux gaussiens peuvent être caractérisés uniquement par leurs moments d'ordre un et deux [Lacoume 97]. Toutefois, ils sont les seuls à posséder cette propriété. Dès que l'on étudie des cas de signaux ou de bruits non gaussiens, les techniques utilisées à l'ordre deux (comme la densité spectrale de puissance) deviennent insuffisantes. Seules les statistiques d'ordres supérieurs (sous-entendu à deux) contiennent les informations nécessaires à la caractérisation des signaux non gaussiens [Larsen 99] [Frémont 03] et [Zaidouni 08].

Les statistiques d'ordres un et deux sont liées aux moments (la moyenne, la variance), à la corrélation et au spectre. Pour les statistiques d'ordres supérieurs, on s'intéresse aux moments et aux cumulants. L'étude dans les domaines temporels et fréquentiels s'appelle les multicorrélations et multispectres.

Nous définissons dans ce paragraphe les moments et cumulants d'ordre 3 et 4 ainsi que les moments et cumulants croisés. Enfin, nous présenterons leurs propriétés.

a. Définitions des moments et cumulants :

Soit x une variable aléatoire centrée à valeurs réelles et $f_x(x)$ sa densité de probabilité. La première fonction caractéristique (ou fonction génératrice des moments) est :

$$\Phi_x(\nu) = E[\exp(-j2\pi\nu x)] = \int_{-\infty}^{+\infty} f_x(x) \exp(-j2\pi\nu x) dx$$

$\Phi_x(\nu)$ représente la transformée de Fourier de la densité de probabilité. Elle est appelée fonction génératrice des moments car, si elle est dérivable jusqu'à l'ordre r , les moments de la variable x existent jusqu'à l'ordre r .

Les moments de x sont obtenus en dérivant $\Phi_x(\nu)$ au voisinage de zéro.

$$M_r(x) = \frac{1}{(-j2\pi)^r} \left[\frac{\partial^r \Phi_x(\nu)}{\partial \nu^r} \right]_{\nu=0}$$

Au voisinage de zéro, on peut utiliser le développement de Taylor. On a alors :

$$M_r(x) = \frac{1}{(-j2\pi)^r} \left[\frac{\partial^r \int_{-\infty}^{+\infty} f_x(x) \left(1 + (-j2\pi\nu x) + \frac{(-j2\pi\nu x)^2}{2!} + \frac{(-j2\pi\nu x)^3}{3!} + \dots + \frac{(-j2\pi\nu x)^r}{r!} \right) dx}{\partial \nu^r} \right]_{\nu=0}$$

On peut écrire la première fonction caractéristique en fonction des moments :

$$\Phi_x(\nu) = 1 + \sum_{r=1}^{+\infty} \frac{(-j2\pi\nu)^r M_r(x)}{r!}$$

Moment d'ordre 1 et 2 :

$$M_1(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} x f_x(x) dx$$

$$M_2(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 f_x(x) dx$$

A l'ordre r (si $\Phi_x(\nu)$ est dérivable à l'ordre r au voisinage de zéro) :

$$M_r(x) = E[x^r]$$

La deuxième fonction caractéristique (ou fonction génératrice des cumulants) est :

$$\Psi_r(x) = \ln[\Phi_x(\nu)] \quad 8$$

Comme $\Phi_x(\nu)$ est continue et positive et vaut 1 à l'origine, cette expression 8 est toujours définie.

Le cumulante de la variable x à l'ordre r est :

$$C_r(x) = \frac{1}{(-j2\pi)^r} \left[\frac{\partial^r \Psi_x(\nu)}{\partial \nu^r} \right]_{\nu=0}$$

On peut écrire la deuxième fonction caractéristique en fonction des cumulants :

$$\Psi_x(\nu) = \sum_{r=1}^{+\infty} \frac{(-j2\pi\nu)^r C_r(x)}{r!}$$

Lorsque la densité de probabilité d'une variable est distribuée symétriquement (ou est une fonction paire), ses cumulants d'ordres impairs sont nuls [Mendel 91], [Giannakis 90].

$$1 + \sum_{r=1}^{+\infty} \frac{(-j2\pi\nu)^r M_r(x)}{r!} = \prod_{k=1}^{+\infty} \left(\sum_{n=0}^{+\infty} \frac{[(-j2\pi\nu)^k C_k(x)]^n}{n!} \right)$$

La relation entre les quatre premiers cumulants croisés de la variable aléatoire centrée x en fonction de ses moments est :

$$C_1'(x) = M_1(x) = 0$$

$$C_2'(x) = M_2(x)$$

$$C_3'(x) = M_3(x)$$

$$C_4'(x) = M_4(x) - 3.(M_2(x))^2$$

Toutefois ces formules ne donnent accès qu'à des estimations biaisées des cumulants [Lacoume 97]. Ces estimations sont peu biaisées si le nombre d'échantillons est grand. Il existe des estimateurs non biaisés : les k -statistiques.

b. Moment et cumulants croisés

Pour n variables aléatoires à valeurs réelles $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, le moment croisé d'ordre $r = k_1 + k_2 + \dots + k_n$ est défini comme :

$$M_r(x_1^{k_1} \cdot x_2^{k_2} \dots x_n^{k_n}) = \frac{1}{(-j2\pi)^r} \left[\frac{\partial^r \Phi_{x_1, x_2, \dots, x_n}(v_1, v_2, \dots, v_n)}{\partial v_1^{k_1} \partial v_2^{k_2} \dots \partial v_n^{k_n}} \right]_{V(v_1, v_2, \dots, v_n=0)}$$

où, $\Phi_{x_1, x_2, \dots, x_n}(v_1, v_2, \dots, v_n) = E[\exp(-j2\pi(v_1 x_1 + v_2 x_2 + \dots + v_n x_n))]$.

Le cumulant croisé est défini par :

$$C_r'(x_1^{k_1} \cdot x_2^{k_2} \dots x_n^{k_n}) = \frac{1}{(-j2\pi)^r} \left[\frac{\partial^r \Psi_{x_1, x_2, \dots, x_n}(v_1, v_2, \dots, v_n)}{\partial v_1^{k_1} \partial v_2^{k_2} \dots \partial v_n^{k_n}} \right]_{V(v_1, v_2, \dots, v_n=0)}$$

où, $\Psi_{x_1, x_2, \dots, x_n}(v_1, v_2, \dots, v_n) = \ln[\Phi_{x_1, x_2, \dots, x_n}(v_1, v_2, \dots, v_n)]$.

La relation reliant le cumulant croisé d'ordre r (avec $r = k_1 + k_2 + \dots + k_r$, $k_1 = k_2 = \dots = k_r = 1$) aux moments d'ordre r et inférieurs est [Lacoume 97], [Larsen 99] :

$$C_r'(x_1^{k_1} \cdot x_2^{k_2} \dots x_r^{k_r}) = \sum_{p=1}^r (-1)^p (p-1)! E \left[\prod_{i \in s_1} x_i \right] E \left[\prod_{i \in s_2} x_i \right] \dots E \left[\prod_{i \in s_p} x_i \right]$$

La somme couvre toutes les partitions (s1,s2,...,sp) des entiers (1,2,...,r).

Pour les ordres deux à quatre, on obtient les trois relations suivantes :

$$C_2(x_1, x_2) = M_2(x_1, x_2) = E[x_1 x_2]$$

$$C_3(x_1, x_2, x_3) = M_3(x_1, x_2, x_3) = E[x_1 x_2 x_3]$$

$$\begin{aligned} C_4(x_1, x_2, x_3, x_4) &= M_4(x_1, x_2, x_3, x_4) - M_2(x_1, x_2)M_2(x_3, x_4) - M_2(x_1, x_3)M_2(x_4, x_2) \\ &\quad - M_2(x_1, x_4)M_2(x_2, x_3) \\ &= E[x_1 x_2 x_3 x_4] - E[x_1 x_2]E[x_3 x_4] - E[x_1 x_3]E[x_4 x_2] - E[x_1 x_4]E[x_2 x_3] \end{aligned}$$

c. Propriétés des moments et des cumulants [Lacoume 97]

Les moments et cumulants possèdent 5 propriétés : l'indépendance statistique, la multilinéarité, l'invariance par translation, la symétrie et la gaussianité.

- **Indépendance statique :**

Soit $\{x_1, x_2, \dots, x_n\} = \{x_1, x_2, \dots, x_k\} \otimes \{x_{k+1}, \dots, x_n\}$, un ensemble de n variables aléatoires réelles telles que les deux sous-ensembles le composant soient indépendants :

$$M_n[x_1, x_2, \dots, x_n] = M_k[x_1, x_2, \dots, x_k] M_{n-k}[x_{k+1}, \dots, x_n]$$

et :

$$C_n[x_1, x_2, \dots, x_n] = 0$$

L'utilisation des cumulants croisés procure plus de facilités pour déterminer l'indépendance de deux séries de valeurs.

- **Multilinéarité**

Soient $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n\}$ et $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ alors :

$$M_n[\alpha_1 x_1, \alpha_2 x_2, \dots, \alpha_n x_n] = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n M_n[x_1, x_2, \dots, x_n]$$

et

$$C_n[\alpha_1 x_1, \alpha_2 x_2, \dots, \alpha_n x_n] = \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n C_n[x_1, x_2, \dots, x_n]$$

de même

$$C'_n[x_1 + y_1, x_2, \dots, x_n] = C'_n[x_1, x_2, \dots, x_n] + C'_n[y_1, x_2, \dots, x_n]$$

Cependant, cette dernière propriété n'est pas vérifiée pour les moments.

De plus, si deux ensembles de variables aléatoires à valeurs réelles $\{y_1, \dots, y_n\}$ et $\{z_1, \dots, z_n\}$ sont indépendants et que $\{x_1, \dots, x_n\} = \{y_1, \dots, y_n\} + \{z_1, \dots, z_n\}$, alors :

$$C'_n[x_1, x_2, \dots, x_n] = C'_n[y_1, y_2, \dots, y_n] + C'_n[z_1, z_2, \dots, z_n]$$

car les cumulants croisés de $\{y_1, \dots, y_n\}$ et $\{z_1, \dots, z_n\}$ sont nuls.

Cette propriété est utilisée dans les techniques de séparation de sources.

- **Invariance par translation**

$$C'_n[x_1 + \tau, x_2 + \tau, \dots, x_n + \tau] = C'_n[x_1, x_2, \dots, x_n]$$

Cette propriété n'est pas vérifiée pour les moments.

- **Symétrie (exemple à l'ordre 3) :**

$$M_3[x_1, x_2, x_3] = M_3[x_1, x_3, x_2] = M_3[x_2, x_3, x_1] = \dots$$

$$C'_3[x_1, x_2, x_3] = C'_3[x_1, x_3, x_2] = C'_3[x_2, x_3, x_1] = \dots$$

- **Gaussianité :**

Soit $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ un ensemble de n variables aléatoires réelles gaussiennes, alors tous leurs cumulants croisés d'ordres supérieurs à deux sont nuls. Cette propriété est la plus utilisée.

Bibliographie de l'Annexe B :

[Bruyelle 95] J. L. Bruyelle, « conception et réalisation d'un dispositif de prise de vue stéréoscopique, application à la détection d'obstacle à l'avant des véhicules routiers », thèse de doctorat de l'USTL, 1995

[Giannakis 90] [Giannakis 90] G. B. Giannakis, « Signal detection and classification using matched filtering and higher order statistics », IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 38, n° 7, July 1990, p 1284-1296.

[Frémont 03] B. Frémont « étude et réalisation d'un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés » thèse de doctorat de l'UVHC, Novembre 2003.

[Lacoume 97] J.-L. Lacoume, P.-O. Amblard, P. Comon, « Statistiques d'ordre supérieur pour le traitement du signal », ed. : Masson, Paris, 1997.

[Larsen 99] I. Larsen, «Wavelet-Polyspectra », thèse de doctorat de la faculté des sciences de l'université de Tromso, décembre 1999.

[Mendel 91] J. M. Mendel, « Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications », proceedings of the IEEE, vol. 79, n° 3, pages 278-305, mars 1991.

[Zaidouni 08] J. Zaidouni « Traitement en temps réel de signaux radar appliqués aux transports terrestres » thèse de doctorat de l'UVHC, Juin 2008

Chapitre dans le livre intitulé "Radar technology"

- **L. SAKKILA, C. TATKEU, Y. ELHILLALI, A. RIVENQ, F. BOUKOUR, J.M. ROUVEAN**, «Short range radar based on UWB technology», Radar technology, IN-TECH, 17p, A paraitre

Publications

- **SAKKILA L., DELOOF P., ELHILLALI Y., RIVENQ-MENHAJ A., NIAR S. (2007)**. A real time signal processing for an anticollision road radar system. *IEEE INTELLIGENT TRANSPORTATION SYSTEMS*, 1, pp. 18-23.
- **Y. ELHILLALI, C. TATKEU, P. DELOOF, L. SAKKILA, A. RIVENQ, J-M. ROUVAEN**, "Enhanced high data rate communication system using embedded cooperative radar for intelligent transports systems", *Transportation Research Part C "Emerging Technologies"*, 2009, Elsevier, 11p
- **L.SAKKILA, A. RIVENQ, F. BOUKOUR, Y. ELHILLALI, C. TATKEU, J.M. ROUVAEN** «UWB waveforms comparison for radar application», acceptée avec modifications,« Eurasip, Signal processing»

Publications soumises

- **F. ELBAHHAR, A. RIVENQ, L.SAKKILA, M. HEDDEBAUT, J.M. ROUVAEN** « Multi-band UWB communication system based on orthogonal functions for transports systems », soumis en août 2009 à Applied physique EPJ-AP.
- **P. DELOOF, L. DOUADI, L. SAKKILA, C.TATKEU, JP. GHYS, Y. ELHILLALI, A.RIVEQ** « Codage numérique appliqué au Radar embarqué routier », soumis en août 2009 à Applied physique EPJ-AP.

Communications Internationales avec actes et comité de lecture

- **SAKKILA L., DELOOF P., ELHILLALI Y., RIVENQ-MENHAJ A., NIAR S.** « A Real Time Signal Processing for an Anticollision Road Radar System». *IEEE VTC'06, Vehicular Technology Conference*, 25-28 septembre 2006, Montréal, Canada.
- **L.SAKKILA, Y. ELHILLALI, A. RIVENQ, C. TATKEU, J.M. ROUVAEN**. Short range automotive radar based on UWB pseudo-random coding. *IEEE ITST'07, 7th International conference on Intelligent Transport Systems Telecommunication*, 6-8 juin 2007, Sophia Antipolis, France.
- **L.SAKKILA, Y. ELHILLALI, F. BOUKOUR, A. RIVENQ, C. TATKEU, J.M. ROUVAEN (2008)**. Multi-users UWB inter vehicles communication system using MGF and DS-CDMA. *AATT'08, 10th International Conference on Application of Advanced Technologies in Transportation*. 27-31 mai 2008, Athènes, Grèce.

- **L.SAKKILA, Y. ELHILLALI, C. TATKEU, A. RIVENQ, J.M. ROUVAEN (2008).**
UWB Radar system for road anti-collision application. IEEE ICTTA'08, 3rd *International Conference on Information & Communication Technologies: from Theory to Applications*, 7-11 avril 2008, Damas, Syrie.
- **L. SAKKILA, A. RIVENQ, F. BOUKOUR, C. TATKEU, J-M. ROUVEAN,** Collision avoidance radar system using UWB waveforms signature for road applications », IEEE ITST'09, 9th *International conference on Intelligent Transport Systems Telecommunication*, Octobre 2009, Lille, France.

Autres Internationales avec actes et comité de lecture

- **L.SAKKILA, A. RIVENQ, C. TATKEU, F. BOUKOUR, J.M. ROUVAEN (2007).**
« Conception d'un radar ultra large bande multi-utilisateurs pour la détection d'Obstacles en environnement routier ». *TELECOM'2007 & 5^{èmes} JFMMA*, 14-16 mars 2007, Fès, Maroc.
- **L.SAKKILA, Y. ELHILLALI, C. TATKEU, A. RIVENQ, A. EL ABED.** « Un radar ULB basé sur les statistiques d'ordres supérieurs pour la détection d'obstacles routiers ». *TELECOM'2009 & 6^{èmes} JFMMA*, mars 2009, Agadir, Maroc.

Communications dans des séminaires pour doctorants

- « Etude d'un radar utilisant les signaux Ultra Large Bande pour la détection d'obstacles en configuration multiutilisateurs », Actes INRETS N° 112, pages 121-130
- « Etudes expérimentales d'un radar ULB pour la détection d'obstacles dans le domaine routier », Actes INRETS N° 119, pages 89-103

Résumé : Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier

Après avoir privilégié la puissance et le confort des véhicules, les constructeurs automobiles, au vu de l'augmentation du nombre d'accidents et de morts sur la route, sont maintenant attentifs à la sécurité. Ceci explique l'introduction de systèmes de sécurité intelligents, basés sur des capteurs chargés de la perception de l'environnement.

Dans cette thèse, l'accent est mis sur l'aspect détection d'obstacles dans l'environnement proche du véhicule. Le capteur radar est un candidat idéal, car fonctionnant dans des conditions climatiques variées. La nouvelle technologie Ultra-Wideband (ULB) offre plusieurs avantages : détection d'obstacles performante, mesure de distances ou de positions avec une résolution remarquable, coût raisonnable.

L'objectif de cette thèse est de concevoir un radar ULB pour détecter les obstacles à courte portée sur la route et en calculer la distance au véhicule avec une précision élevée. Dans cette optique, les formes d'ondes ULB sont étudiées et comparées avec comme critères l'adéquation à notre application et une réception simple, plus rapide et plus efficace. L'aspect multi-utilisateurs est abordé, pour minimiser les interférences. Les récepteurs adaptés au système sont étudiés et des algorithmes réduisant l'effet du bruit gaussien, basés sur les Statistiques d'Ordres Supérieurs (SOS), sont proposés et testés. Le radar permet également de reconnaître les obstacles détectés et d'éliminer ceux ne représentant pas de danger lors du suivi d'obstacles.

Un prototype radar ULB est réalisé et validé et les Caractéristiques Opérationnelles du Récepteurs (COR) sont évaluées.

Mots clés : Détection et reconnaissance d'obstacles, Radar, ULB, Récepteurs.

Abstract : Study and implementation of an ultra-wide-band radar aimed to obstacle detection and recognition in road environments

After privileging mechanical power and comfort of vehicles, automotive operators, considering the constant increase of accidents and deaths along the roads, are now involved in security. This explains the introduction of intelligent security systems, based on sensors giving a perception of the environment.

In this thesis, emphasis is put on obstacle detection near the vehicle. The radar sensor is an ideal candidate, for it functions in various climatic conditions. The new Ultra Wide Band (UWB) technology offers several advantages : high performance obstacle detection, high resolution distance and position measurement, reasonable cost.

The aim of this thesis is to design an UWB radar for low range obstacles detection and measuring precisely their distances to vehicle. For this purpose, the UWB waveforms are studied and compared with the criterions of system adequation to our application and a simple, faster and more efficient reception. The multi-users features are treated, for minimizing interferences. The receivers matched to our system are studied and algorithms for Gaussian noise effects reduction, relying upon Higher Order Statistics (HOS), are established and tested. The radar allows also to recognize detected obstacles and suppress the non-harmful ones in the obstacle following phase.

A radar prototype is built and validated, and the Receiver Operational Characteristics are evaluated.

Keywords : Obstacle detection and recognition, Radar, UWB, Receivers.

