Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB

Xiaowei Zhao

▶ **To cite this version:**

Xiaowei Zhao. Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB. Autre. Université de La Rochelle, 2012. Français. NNT : 2012LAROS376 . tel-00829842

HAL Id: tel-00829842

https://theses.hal.science/tel-00829842

Submitted on 3 Jun 2013

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.

UNIVERSITÉ DE LA ROCHELLE
ÉCOLE DOCTORALE SCIENCE ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION

THÈSE

présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LA ROCHELLE

Spécialité : ***Automatique, Signal et Image***

par

Xiaowei ZHAO

sous la direction du Pr. Michel Ménard

Titre :

« Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB »

soutenue publiquement le 16 Novembre 2012

JURY

Pr. Émil Novakov	Université Joseph Fourier de Grenoble 1	Rapporteur
Pr. Didier Demigny	Université de Rennes 1	Rapporteur
Dr. Aymeric Histace	Université de Cergy-Pontoise	Examinateur
Pr. Michel Ménard	Université de La Rochelle	Examinateur
Dr. Alain Gaugue	Université de La Rochelle	Examinateur
Dr. Jamal Khamlichi	Université de La Rochelle	Examinateur

LABORATOIRE INFORMATIQUE,IMAGE ET INTERACTION (L3I)
L3I, Université de La Rochelle EA 2118

Remerciements

Ma thèse est faite avec l'aide d'une équipe de recherche, et à cette occasion je souhaite remercier les membres de l'équipe pour leurs compétences, leurs aides, et l'attention qu'ils m'ont portée.

Mes travaux de thèse ont été réalisables au sein de l'équipe « vision à travers les milieux opaques »de l'axe thématique Images, Documents et Données Complexes (IDDC) du Laboratoire Informatique, Image et Interaction de l'Université de La Rochelle, dirigé par **M. Jean Marc Ogier**, professeur de l'Université de La Rochelle. Je lui exprime ici toute ma gratitude pour son accueil au sein de son laboratoire.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à **M. Michel Ménard**, professeur de l'Université de La Rochelle, pour avoir accepté de prendre la direction de ma thèse, et pour ses conseils précieux sur les aspects traitement de signal et des images.

J'exprime ma profonde gratitude à **M. Alain Gaugue**, maître de conférences de l'Université de La Rochelle, qui m'a encadré durant cette thèse. Sa compétence, son dynamisme, sa confiance et sa patience m'ont permis d'achever ma thèse. Il m'a aidé à résoudre mes problèmes de vie personnelle durant mon séjour en France. Une grande partie de ma réussite s'est faite grâce à lui.

J'exprime un grand remerciement à **M. Jamal Khamlichi**, maître de conférences de l'Université de La Rochelle, pour ses compétences en programmation et son aide précieuse lors des phases expérimentales.

Je remercie profondément **M. Émil Novakov**, professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble 1, **M. Didier Demigny**, professeur à l'Université de Rennes 1, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse ainsi que pour leurs conseils et remarques constructives.

Je souhaite également exprimer ma gratitude à **M. Aymeric Histace**, maître de conférences de l'Université de Cergy-Pontoise, pour avoir accepté de participer au jury de soutenance de cette thèse et pour sa contribution à l'amélioration de ces travaux.

Je tiens à remercier **M. Laurent Demay**, professeur agrégé de mathématique au sein du département Réseaux & Télécommunications de l'IUT de La Rochelle, pour ses compétences en mathématique et sa programmation d'un logiciel de localisation par technique de trilatération.

Je désire également remercier **M. Michel Tardieu**, technicien du département Génie Civil de l'IUT de La Rochelle, et **M. M'Hamed Badaoui**, technicien du département Réseaux & Télécommunications de l'IUT de La Rochelle, pour leur aide à la réalisation des différents dispositifs expérimentaux développés dans ma thèse.

Je souhaite remercier **M. Christophe Lièbe** et **M. Antoine Wiedemann** anciens doctorants du laboratoire L3I, pour m'avoir fait partager leur expérience de doctorant, et avec qui j'ai partagé mon bureau pendant 2 ans dans une atmosphère conviviale.

Je ne peux pas oublier de remercier l'équipe très sympathique du département Réseaux & Télécommunications de l'IUT de La Rochelle, **M. George Louis**, professeur à l'Université de La Rochelle, **Mme. Valérie Burlet**, secrétaire de département Réseaux & Télécommunications d'IUT, **M. Sébastien Mesure** et **M. Thierry Dumartin**, enseignants d'électronique, qui ont tous contribué au succès de ce projet.

Je ne peux pas omettre la contribution de l'équipe qui gravite autour de ce projet, **M. Bruno Lescalier**, ingénieur du laboratoire L3I, **M. Omar Benahmed Daho**, doctorant du laboratoire L3I, **M. Sloven Dubois**, docteur du laboratoire L3I, **M. Clément Guérin**, **M. Olivier Chappe** et **M. Vincent Mérelle**, ingénieur du laboratoire L3I, grâce à leur appui, je pourrai finir ma thèse avec succès.

Enfin, un immense merci à mes parents, ma femme, ma famille, mes amis, pour m'avoir soutenu et accompagné jusqu'à la fin de ma thèse.

Table des matières

Introduction **9**

1 Radar ULB pour la vision à travers les murs **13**
1.1 Généralités sur les Radars ULB 13
1.1.1 Définition de l'ULB 13
1.1.2 Spécificités des signaux ULB 14
1.1.3 Avantages du radar ULB 16
1.1.4 Applications des radars ULB 17
1.2 Spécificités d'un système radar ULB pour la vision à travers les murs 19
1.2.1 Aspects normalisations 19
1.2.1.1 Règlementation du FCC 19
1.2.1.2 Règlementation de l'ECC 20
1.2.2 Différents types de radar pour la vision à travers les murs . . 21
1.2.2.1 Les différentes structures 21
1.2.2.2 Les différentes technologies 23
1.2.2.3 Nature de l'information mesurée 25
1.2.3 Dimensionnement d'un radar ULB pour la vision à travers les murs 26
1.2.3.1 Résolution 26
1.2.3.2 Portée du radar 28
1.3 État de l'art des systèmes radars de vision à travers les murs 31
1.3.1 Produits commerçiaux 31
1.3.1.1 Thales FH-UWB radar 31
1.3.1.2 UHF TWS radar 31
1.3.1.3 EMARS 32
1.3.1.4 MDR1A 32
1.3.1.5 Radar vision 32
1.3.1.6 ImpSAR 33
1.3.1.7 2D-CPR 33
1.3.1.8 Scope radar 33
1.3.1.9 Xaver 800 et 400 34
1.3.1.10 ASTIR 34
1.3.1.11 ReTWis 35
1.3.1.12 PRISM 200 36

1.3.1.13 TiaLinx Eagle 5 . . . 36
1.3.1.14 SuperVision-1601 . . . 37
1.3.2 Prototypes de laboratoire . . . 38
1.3.2.1 MIR ou « Urban eyes » . . . 38
1.3.2.2 Flashlight . . . 38
1.3.2.3 Comlab et Defence R&P Canada . . . 39
1.3.2.4 Akela . . . 39
1.3.2.5 Radar SFCW . . . 40
1.3.2.6 Probant . . . 40
1.3.2.7 Radar Trilatération . . . 41
1.3.2.8 Radar UWBR . . . 41
1.3.2.9 SAR ULB . . . 41
1.3.2.10 Radar M-sequence en SAR . . . 42
1.3.2.11 Radar ULB à balayage mécanique . . . 43
1.3.2.12 ONERA . . . 43
1.3.2.13 MIT radar . . . 44
1.3.2.14 IAI radar . . . 44
1.3.2.15 Cleo . . . 45
1.3.3 Projets passés ou en cours . . . 47
1.4 Conclusion . . . 47

2 Localisation de cibles par trilatération 49
2.1 Techniques de mesure de distance par ondes radioélectriques . . . 50
2.1.1 Received Signal Strength Indication (RSSI) . . . 50
2.1.2 Angle of Arrival (AOA) . . . 50
2.1.3 Time of arrival (TOA) . . . 52
2.1.4 Time difference of arrival (TDOA) . . . 52
2.2 Techniques de localisation . . . 52
2.2.1 Problématique de la trilatération . . . 53
2.2.2 Méthodes géométriques (analytiques) . . . 53
2.2.2.1 Méthode d'intersections des cercles . . . 53
2.2.2.2 Méthode d'intersection par trois cercles . . . 55
2.2.3 Méthodes statistiques (numériques) . . . 56
2.3 Localisation de cibles avec un radar ULB distribué : principe . . . 57
2.3.1 Localisation de cibles en espace libre . . . 57
2.3.2 Localisation de cibles derrière un mur . . . 58
2.3.2.1 Intégration de la méthode de Brent-Dekker dans l'algorithme de localisation par trilatération . . . 62
2.4 Localisation d'une cible avec un radar ULB distribué : expérimentation 63
2.4.1 Pré-traitement du signal ULB pour l'algorithme de trilatération . . . 63
2.4.1.1 Système d'acquisition . . . 63
2.4.1.2 Méthode de moyennage . . . 64
2.4.1.3 Transformée de Hilbert . . . 67
2.4.1.4 Moments d'ordre supérieur . . . 68

2.4.1.5 Technique de calibrage temporel 70
2.4.2 Description de notre système radar 73
2.4.3 Localisation d'une cible : système antennaire aligné 76
2.4.3.1 Scène de mesure 76
2.4.3.2 Différents chemins d'acquisition du signal 77
2.4.3.3 Expérimentation : cas sans mur 78
2.4.3.4 Expérimentation : cas avec mur 81
2.4.3.5 Localisation de la cible 84
2.4.4 Localisation d'une cible : système antennaire non aligné . . . 88
2.4.4.1 Scène de mesure 88
2.4.4.2 Localisation de la cible 89
2.4.5 Estimation de l'erreur 93
2.4.5.1 Incertitude sur la mesure de position 94
2.4.5.2 Incertitude sur la mesure de distance 95
2.4.5.3 Confrontation : expérimentation/théorie 95
2.4.6 Localisation dans le cas multi-cibles (nombre de cibles ≥ 2) . 97
2.4.6.1 Principe 97
2.4.6.2 Simulation 98
2.4.6.3 Expérimentions 99
2.5 Conclusion 104

3 Localisation de cibles par rétroprojection 105
3.1 Différentes techniques d'imagerie pour la vision à travers les murs . 107
3.1.1 La technique de retournement temporel 107
3.1.2 La technique de rétroprojection 109
3.2 Rétroprojection conventionnelle 110
3.2.1 Création d'un signal ULB synthétique 110
3.2.2 Principe 113
3.2.3 Simulations 114
3.3 Rétroprojection utilisant la cross corrélation 118
3.3.1 Principe 118
3.3.2 Simulations 118
3.4 Rétroprojection avec cross corrélation améliorée 121
3.4.1 Principe 121
3.4.2 Simulations 121
3.5 Rétroprojection bicross corrélée 124
3.5.1 Principe 124
3.5.2 Simulations 124
3.6 Résultats expérimentaux des différents algorithmes 128
3.6.1 Scène de mesure 128
3.6.2 Rétroprojections de signaux réels 129
3.7 Conclusion 140

Conclusion et perspectives 141

Annexe **144**

Liste des publications **171**

Bibliographie **172**

Introduction générale

La vision à travers les milieux opaques, au sens optique traditionnel, va constituer dans les années à venir un enjeu stratégique dans des domaines d'applications aussi divers que la sécurité, le biomédical, l'agroalimentaire, etc. Chaque milieu possède une (ou plusieurs) fenêtre spectrale de transparence, mais dans bien des cas, les « imageurs »permettant d'observer à travers ces fenêtres, ont un faible contraste ou une faible résolution spatiale donnant des images difficilement interprétables. Seuls les imageurs X permettent d'allier les deux, mais présentent l'inconvénient majeur d'être ionisants, et ont par conséquent un champ d'application relativement restreint. Pour contourner ces limitations physiques, les images acquises à travers un milieu opaque, passent en général par une phase de reconstruction sémantique à partir d'informations multi-sources ou très large bande.

Le cadre de cette thèse est centré sur la « vision »à travers les murs (VAM), qui présente de nombreuses applications tant dans le domaine militaire (lors d'assauts, de prise d'otages, ...) que dans le secteur de la sécurité civile (recherche de personnes dans des décombres, dans un incendie, ...). Pour ces utilisations, l'image réelle de la scène observée n'est pas nécessaire, seules certaines informations pertinentes suffisent : nombre de personnes, position, vitesse de déplacement, etc.

La « vision »à travers les murs se heurte à une double problématique. La première problématique est le choix du domaine spectral de l'onde électromagnétique, celui-ci va permettre d'observer la scène située derrière le mur. Il faut utiliser une grande longueur d'onde pour pouvoir traverser les matériaux constituant les murs sans que le signal soit trop atténué, mais en même temps la longueur d'onde doit être assez petite pour avoir une résolution spatiale suffisante afin de retranscrire les détails de la scène, comme un peintre choisit un pinceau assez fin pour dessiner les détails de son tableau. La technologie Ultra Large Bande (ULB) permet d'allier ces deux caractéristiques. La seconde problématique consiste à extraire le maximum d'informations pertinentes issues des échos des cibles ou de l'environnement dans lequel se trouvent les cibles, afin de retranscrire ou de reconstruire de manière compréhensible la scène qui se déroule derrière le mur. Ce dernier point nécessite la mise en œuvre d'algorithmes de traitements du signal spécifique.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein de l'équipe « vision à travers les milieux opaques »de l'axe thématique Images, Documents et Données Complexes (IDDC) du Laboratoire Informatique, Image et Interaction (L3i) de l'Université de La Rochelle. Ils sont la continuité des travaux de la thèse de Christophe Lièbe qui a développé le premier prototype de détection à travers les

murs du laboratoire, reposant sur un balayage mécanique. Le nouveau dispositif et les algorithmes associés décrits dans ce rapport sont issus d'un travail d'une équipe pluri-disciplinaires : traitement d'antennes, instrumentation, traitement du signal et de l'image, métrologie, informatique. La réalisation de ce deuxième prototype a été rendue possible grâce à l'accompagnement financier de l'ANR CSOSG intitulé « Détection et Imagerie radar A travers les Murs »(DIAMS) et du programme FEDER « Vision à travers les murs », sans oublier le Ministère de l'Enseignement supérieur et de la recherche.

Les contributions de ce travail de thèse ont porté sur :

- l'analyse de systèmes existants et la conception d'un système radar de type impulsionnel ;
- l'intégration des différents blocs du système radar : de la chaine d'acquisition à la détection en passant par des algorithmes de traitement du signal et de l'image ;
- l'évaluation de ce prototype en termes de qualités de résolution et de détection ;
- la mise en place d'un premier algorithme de détection s'appuyant sur une approche de type trilatération ;
- le développement d'une approche robuste de formation de faisceau reposant sur une fusion d'informations entre données issues de plusieurs antennes via des approches de cross corrélation.

Le premier chapitre introduit l'Ultra Large Bande (ULB) et quelques notions et applications sur les radars ULB. Puis sont présentés les spécificités et les différents types de radar ULB pour la « détection à travers les murs ». Notre étude ensuite est plus centrée sur le radar ULB en mode impulsionnel, technique utilisée dans le cadre de cette thèse, qui présente de nombreux avantages en terme de performance, mais qui reste onéreuse et délicate à industrialiser. Ce premier chapitre se termine sur un état de l'art comparatif des différents radars ULB pour la VAM, en distinguant les systèmes commerciaux des prototypes de laboratoires.

Le second chapitre constitue le cœur de nos travaux, il décrit une technique de localisation de cibles derrière un mur, qui s'appuie sur une méthode de trilatération. Tout d'abord sont présentées différentes méthodes de localisation par ondes radioélectriques, en décrivant succinctement leurs avantages et inconvénients vis-à-vis de notre application. Nous détaillons ensuite notre technique de trilatération utilisant un radar bistatique. Deux approches sont présentées, l'une géométrique et l'autre numérique. Cette dernière étant la seule capable de tenir compte des erreurs de localisation introduites par le mur. L'approche numérique est implémentée sous forme d'algorithmes, et validée sur des données simulées. La seconde partie de ce chapitre décrit un dispositif expérimental de détection et de localisation de cibles derrière un mur. Il est constitué d'un émetteur impulsionnel couvrant la gamme de fréquence de 3 GHz à 6 GHz, et de trois récepteurs. Avant d'appliquer l'algorithme de trilatération, le signal issu des récepteurs doit être traité afin d'être exploitable. Différents traitements sont proposés pour extraire le signal utile du bruit, notre choix s'est arrêté sur une technique de traitement utilisant un moyennage par des

moments d'ordre supérieur (MOS d'ordre 4). Finalement différents résultats expérimentaux de localisation par trilatération d'une ou de deux cibles derrière une cloison de plâtre sont présentés et critiqués. La difficulté principale de ce travail était due à la complexité de la mise au point des différentes étapes en amont de la détection : phases d'acquisition et de traitements.

Les performances atteintes en terme de précision de localisation ont permis de lever un verrou technique en proposant une méthode de trilatération applicable au cas des multi-cibles, qui s'appuie sur un calcul de moyenne quadratique des écarts entre des positions estimées et des positions mesurées.

Bien que la technique de trilatération soit précise, elle ne permet pas d'obtenir une image de la scène, mais juste de localiser les cibles. Aucune information sur les dimensions de la cible n'est accessible avec cette technique. C'est pourquoi dans le troisième chapitre nous présentons différentes techniques dites de « formation de faisceau »qui permettent d'avoir une représentation 2D de la scène qui se situe derrière le mur. Nous avons choisi de développer une méthode de rétroprojection non cohérente, technique la plus simple qui ne nécessite pas de contrainte forte sur la phase du signal, ni sur le positionnement des antennes. Cependant cette approche classique entraîne plusieurs types d'altérations dans l'image : des artéfacts, des points d'ambiguïté ou cibles fantômes et la diminution de la résolution spatiale. Afin d'améliorer, voire de supprimer ces défauts, nous avons proposé différentes variantes de rétroprojection : la rétroprojection avec cross corrélation, la rétroprojection cross corrélation améliorée et la rétroprojection bicross corrélée. Ces trois méthodes reposent sur une fusion d'informations capturées par l'antenne réceptrice avec celles obtenues sur des antennes dites de référence observant la même scène. Cette fusion a permis d'améliorer progressivement les résultats. L'ensemble de ces algorithmes a été validé sur des scènes simulées, pour finalement être testé à l'aide des données expérimentales issues du radar ULB développé dans le chapitre précédent. Les techniques de traitement de type MOS d'ordre 4 ont aussi été mises en œuvre, ce qui améliore très nettement l'image.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux réalisés et expose quelques perspectives de traitements spécifiques pour les radar ULB de type VAM. Une des premières perspectives est ébauchée, elle concerne la collaboration de la technique de trilatération avec la technique de rétroprojection bicross corrélée. En effet, ces deux techniques s'avèrent complémentaires. L'idée de cette collaboration serait de mettre en correspondance les détections estimées par la technique de trilatération et celles utilisant la rétroprojection bicross corrélée. Les cibles non appariées pourraient alors être supprimées selon des critères spécifiques à chacune des deux approches.

Chapitre 1

Radar ULB pour la vision à travers les murs

1.1 Généralités sur les Radars ULB

1.1.1 Définition de l'ULB

L'ULB (Ultra-Large Bande, ou UWB pour *Ultra WideBand*), est un terme générique utilisé pour l'appellation d'une technique d'accès radio. Elle a été nommée de différentes façons dans la littérature au cours des années. On peut citer les termes de : *impulse radio* (radio impulsionnelle),*carrier free radio* (radio sans-porteuse), *time domain radio* (radio du domaine temporel), *nonsinusoid radio* (radio non sinusoïdale), *orthogonal function radio* (radio à fonction orthogonale), et *large relative bandwidth radio* (radio à grande largeur de bande relative) [1]. La largeur de bande relative est définie par :

$$B_{f,3dB} = 2 \cdot \frac{F_H - F_L}{F_H + F_L} \tag{1.1}$$

où F_H et F_L représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure de la bande définie à -3dB. Les signaux ULB ont été initialement définis comme des signaux ayant une largeur de bande relative de 25% ou plus [2]. En 2002, l'autorité de régulation américaine *Federal Communication Commission* (FCC) a étendu cette définition à tous les signaux ayant une bande relative $B_{F,10dB}$ à -10 dB supérieure à 20% ou présentant une bande de fréquence supérieure à 500 MHz [3]. Ceci a permis d'englober sous le vocable ULB des solutions qui ne sont plus nécessairement impulsionnelles. Toutes modulations présentant une bande instantanée supérieure ou égale à 500 MHz rentrent maintenant dans cette catégorie.

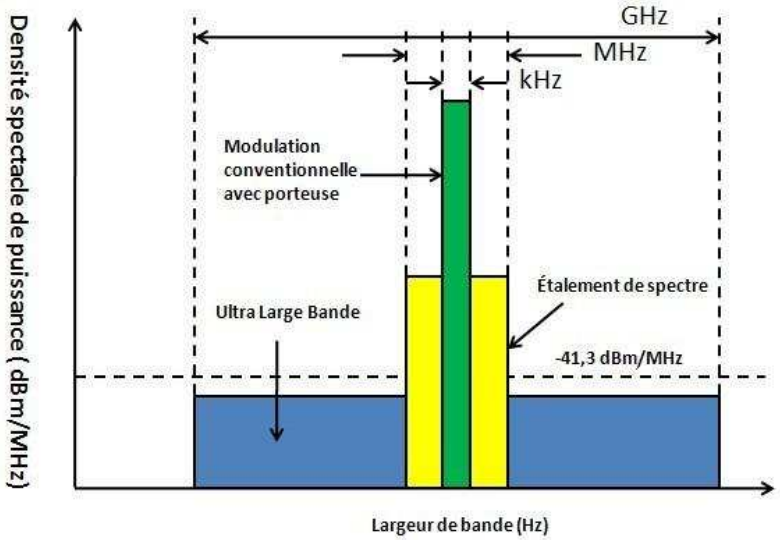

FIGURE 1.1 – Comparaison des spectres de différents systèmes radio.

La figure 1.1 illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels qui modulent généralement un signal de bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec par exemple les approches par étalement de spectre, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance.

1.1.2 Spécificités des signaux ULB

Il existe plusieurs formes d'ondes permettant d'obtenir un signal ULB (cf. figure 1.2). Deux techniques peuvent être distinguées :

• La technique temporelle :

- Les signaux émis sont des impulsions temporelles très courtes (de l'ordre de la nanoseconde voire inférieure) ;

- Les signaux émis sont des bruits aléatoires.

Avec cette technique, la mesure est réalisée dans le domaine temporel.

• La technique harmonique : les signaux sont des signaux sinusoïdaux dont la fréquence varie entre une fréquence minimale et une fréquence maximale de manière continue (*Frequency Modulated Continuous Wave - FMCW*) ou de manière discrète (*Stepped Frequency Continuous Wave - SFCW*). La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel, et nécessite de réaliser une transformée de Fourier pour revenir dans le domaine temporel.

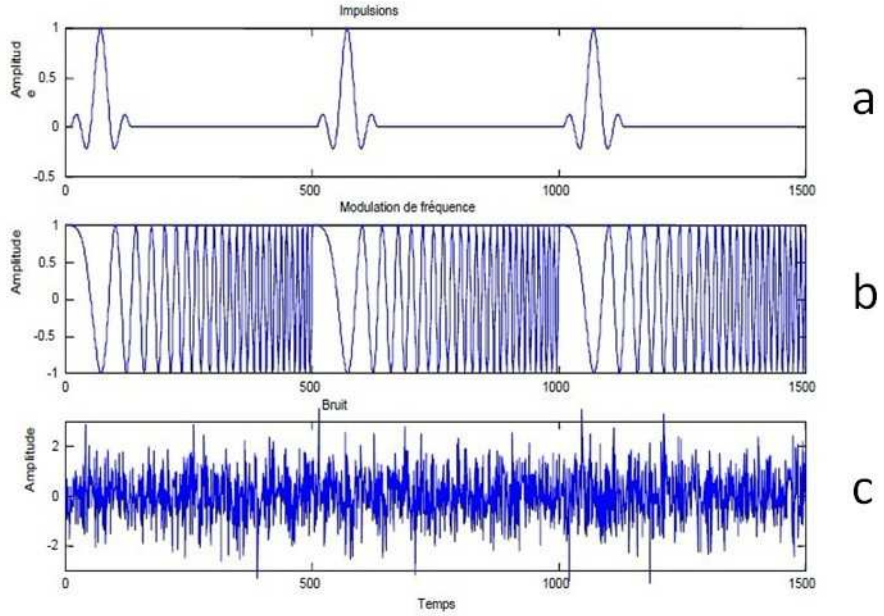

FIGURE 1.2 – Exemples de formes d'ondes ULB. (a. Signal impulsionnel ; b. FMCW ; c. Signal bruit)

Face à la nécessité d'accroître le débit des systèmes sans fils ou la précision des radars, la technologie ULB se présente comme une candidate idéale pour les futurs systèmes de télécommunication car la grande largeur de bande procure des propriétés intéressantes :

• Un fort pouvoir de résolution temporelle :

En raison de leur grande largeur de bande, les signaux ULB possèdent un fort pouvoir de résolution temporelle, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Une première implication de cette propriété concerne la localisation : connaissant le retard d'un signal avec une précision de l'ordre de 0,1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position avec une précision de 3 à 30 cm.

• Une forte robustesse face aux évanouissements liée à la propagation par trajets multiples :

Dans les canaux habituels de propagation, les systèmes à bande étroite souffrent du problème de l'évanouissement lié aux trajets multiples qui se combinent de manière destructive. Dans le cas de signaux impulsionnels, la forme d'onde émise dispose d'une grande largeur de bande, aussi les trajets multiples, avec des retards inférieurs à la nanoseconde, peuvent être résolus et additionnés de manière constructive. Cette recombinaison n'est pas triviale et nécessite au niveau implémentation, la mise en place de récepteurs *rake* avec un grand nombre de branches.

• Une faible densité spectrale de puissance :

Cette propriété n'est pas intrinsèque aux signaux ULB, mais elle est imposée par les autorités de régulation du spectre radio. En effet, étant donnée l'étendue spectrale des signaux ULB, la bande de fréquences qu'ils occupent recouvre nécessairement des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Pour permettre

la cœxistence de l'ULB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a, par exemple, limité la densité spectrale de puissance des signaux ULB à -41,3 dBm/MHz, ce qui correspond à la limite de densité spectrale de puissance autorisée pour les émissions radio non intentionnelles. Cette faible densité spectrale de puissance améliore la sécurité des communications radio ULB, étant donné que les signaux transmis deviennent plus difficilement détectables. Mais cela limite la distance de propagation à une dizaine de mètres. Les applications ULB visent donc des systèmes à courte portée et à haut débit, et sont donc particulièrement adaptées au développement de réseaux de type *Ad'hoc* [4].

• Une sensibilité moindre au brouillage :

La nuisance des systèmes ULB sur les autres systèmes est donc réduite grâce au faible niveau de la densité de puissance d'émission autorisée par la FCC. A l'inverse, la nuisance occasionnée par les systèmes à bande étroite sur ceux utilisant la technologie ULB est *a priori* minimisée par la largeur de bande couverte par les signaux impulsionnels.

• Des communications protégées :

Les signaux ULB sont des signaux par nature difficiles à détecter. En effet, ils sont étalés sur une large bande et transmis à des niveaux de densité spectrale de puissance proches du plancher de bruit des récepteurs de radiocommunication classiques. Ces caractéristiques permettent l'établissement de transmissions protégées avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception.

• Une relative simplicité des systèmes :

Au niveau de l'implantation, les systèmes radio conventionnels sont en général de conception hétérodyne. Le signal codant les données à transmettre est généré en bande de base, puis il est transposé à des fréquences plus élevées pour être émis. L'ULB peut permettre la transmission du signal en bande de base directement sur le canal radio sans étape de modulation. Cette possibilité de transmission sans porteuse simplifie l'architecture des systèmes radio. En effet, il est possible de mettre en œuvre des émetteurs-récepteurs ULB qui ne comprennent aucun synthétiseur à boucle de verrouillage de phase, aucun VCO (*Voltage Control Oscillator*) ou aucun mélangeur. On peut donc s'attendre à la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits.

• De bonnes propriétés de pénétration des obstacles :

Les signaux ULB offrent de bonnes capacités de pénétration dans les murs et les obstacles, en particulier pour les fréquences basses du spectre. Ceci permet de bénéficier d'une bonne précision en terme de localisation et de suivi [5].

1.1.3 Avantages du radar ULB

Le radar ULB a plusieurs caractéristiques qui le distinguent des autres radars à bande étroite :

• Sa grande largeur de bande offre au radar ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, et donc permet une localisation et une résolution plus précises. Si deux cibles sont très proches, avec des impulsions larges, les signaux réfléchis sont superposés, on ne voit qu'un seul écho sur l'écran

et le nombre de cibles ne peut pas être distingué (cf. figure 1.3, haut). En revanche, avec des impulsions courtes, on voit bien deux échos sur l'écran, et le nombre de cibles peut alors être distingué (cf. figure 1.3, bas). La résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde, soit de l'ordre de la dizaine de centimètres.

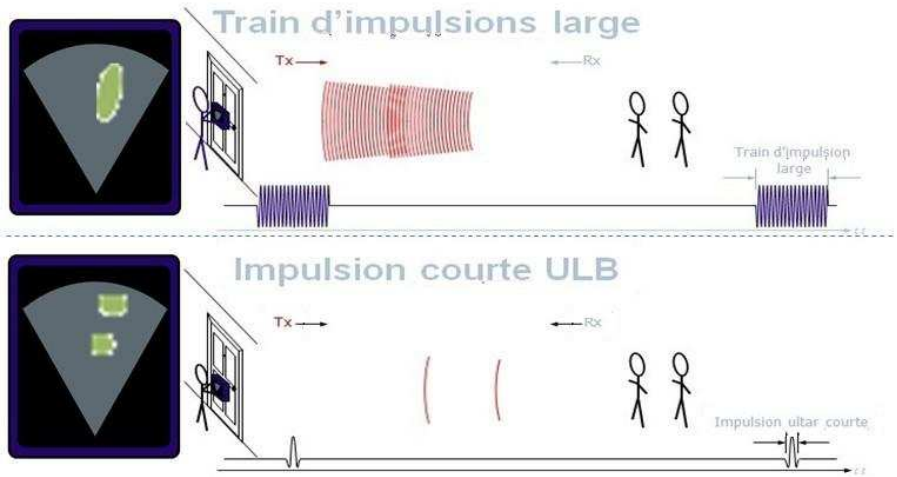

FIGURE 1.3 – Problématique de la résolution en distance : signaux réfléchis par les cibles, plus le signal est court, meilleure sera la résolution.

• Une courte durée d'impulsion qui permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.

• Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de radar ULB et des services existants (téléphone mobile par exemple).

1.1.4 Applications des radars ULB

L'arrivée de la technologie ULB a permis le développement de radars compacts et relativement bon marché. Le radar ULB a donc été utilisé dans un grand nombre d'applications.

• Radar ULB anti-collision :

Le système anti-collision [6], développé principalement par les constructeurs automobiles européens, équipe déjà des voitures de série. Il s'agit d'une combinaison de radars ULB (à 24 GHz) et de radars conventionnels Doppler. Cette association permet de détecter des obstacles avec une résolution en distance de 10 cm à 30 cm et de mesurer leurs vitesses de déplacement. Ces systèmes sont placés dans les pare-chocs et sur les côtés du véhicule, ils avertissent le conducteur d'éventuels impacts avec d'autres obstacles. Accessoirement, ils sont utiles comme aide à la prise de décision. Les systèmes actuels servent principalement à avertir le conducteur d'un danger potentiel sans pour autant intervenir sur le système de freinage, option qui sera développée sur les nouvelles générations de radars.

• Radar ULB de surveillance locale :

Les systèmes radar ULB de surveillance locale [7] commencent à être commercialisés, et permettent de créer un dôme de surveillance 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 d'un système GPS pour des applications spécifiques. Ces systèmes peuvent également servir comme système d'alarme autour d'une maison ou aux abords d'une piscine.

• Radar ULB dans le secteur médical :

Dans le secteur médical, on peut distinguer deux applications principales. Tout d'abord les systèmes dits de surveillance [8], placés au plafond d'une chambre d'hôpital, ils permettent de suivre les rythmes cardiaques ou respiratoires de plusieurs patients en même temps. Ils peuvent également servir pour donner l'alarme rapidement dans le cas d'apnée du sommeil ou du syndrome de mort subite chez les nouveaux nés. Ils permettent aussi de surveiller en continu les fonctions vitales du fœtus dans le ventre de la mère lors de grossesses pathologiques.

L'autre grande catégorie d'applications médicales concerne les systèmes d'imagerie médicale [9]. Comme les différents tissus humains ont des caractéristiques d'absorption et de réflexion qui leur sont propres, il est possible de développer des systèmes d'imagerie très performants et de poser un diagnostic plus rapide et moins lourd pour le patient que s'il avait fallu avoir recours à la résonance magnétique nucléaire, ou à des appareils à rayons X. Des systèmes très prometteurs de mammographie sont en développement, ils permettent de déceler des types rares de cancer du sein non détectables avec les appareils standards actuels.

• Systèmes ULB de discrimination et de caractérisation de l'objet :

Ils sont développés afin de distinguer et d'identifier clairement les différents types de matériaux. Placés par exemple à proximité de la lame d'une scie circulaire, ils peuvent distinguer un morceau de bois d'un doigt qui s'approcherait dangereusement et activer l'arrêt d'une machine [10].

Une autre application se développe autour des détecteurs d'armes. A une époque où le terrorisme devient toujours plus ingénieux, l'apparition de matériaux tels que la fibre de carbone, le kevlar, les céramiques ou autres matériaux synthétiques très résistants, permettent de développer des armes à feu non détectables dans les portillons d'aéroports standards.

• L'imagerie radar ULB à travers les murs et système d'analyse de matériaux du bâtiment :

Les radars ULB 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 forces armées afin de déterminer par exemple le nombre d'ennemis ou de preneurs d'otages retranchés dans une maison. De tels appareils existent aussi dans les boucliers anti-émeute des forces de l'ordre afin de voir ce qui se passe derrière une barricade ou à travers un nuage de fumée de gaz lacrymogènes. Ces radars [11] ne sont évidemmment pas destinés au grand public, néanmoins un dérivé de cette technologie est utilisé dans le domaine du bâtiment afin de déceler de manière très précise les structures à l'intérieur d'un

mur comme les barres de renforcement, lignes électriques ou autres conduits d'eau. On peut s'imaginer, à moyen terme, que de tels systèmes équiperont les perceuses électriques du futur évitant ainsi au bricoleur occasionnel du dimanche de percer une conduite d'eau ou une ligne électrique.

1.2 Spécificités d'un système radar ULB pour la vision à travers les murs

1.2.1 Aspects normalisations

Les radars à travers les murs utilisent *a priori* des bandes de fréquence réservées aux télécommunications ou autres applications de radiofréquence. En effet, de façon à pénétrer à l'intérieur des bâtiments, les ondes radar sont susceptibles d'utiliser plus ou moins les mêmes fréquences que d'autres systèmes de télécommnunications sans fil. Le système développé devra donc, pour des applications civiles, respecter la règlementation en vigueur sur l'attribution des fréquences. Il existe principalement deux règlementations.

1.2.1.1 Règlementation du FCC

La FCC (Federal Commnications Commission) est une agence indépendante du gouvernement des États-Unis créée par le congrès américain en 1934. Elle est chargée de réguler les télécommunications ainsi que les contenus des émissions de radio, télévisées et l'internet.

Afin d'assurer que les dispositifs ULB ne provoquent pas d'interférences nuisibles, la FCC a établi des normes standards et des restrictions opérationnelles pour trois types de dispositifs ULB :

- les systèmes d'imagerie et de surveillance, y compris radar à pénétration de sol et de mur, et les dispositifs d'imagerie médicale ;
- les systèmes radar de véhicule ;
- les systèmes de communication et de mesure.

La définition de la bande de fréquence opérationnelle de ces systèmes est différente. Elle s'appuie sur la largeur de bande d'émission ULB à -10 dB.

Selon le rapport de la FCC [3] pour les systèmes de vision à travers les murs, les fréquences opérationnelles doivent être inférieures à 960 MHz, ou comprises entre 1,99 GHz et 10,6 GHz. La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) est limitée selon les bandes de fréquence (cf. tableau 1.1).

Bande fréquence (MHz)	Basse fréquence (dBm/MHz)	Moyenne-fréquence (dBm/MHz)	Haute fréquence (dBm/MHz)
0,009 - 960	cf. [12] § 15.209		
1990 - 3100	-51,3	-41,3	-51,3
3100 - 10600	-51,3	-41,3	-41,3

Tableau 1.1 – PIRE pour les systèmes radar ULB de vision à travers les murs (§ 15.209 : référence du 47 C.F.R (*Electronic Code of Federal Regulations*) partie 15.209).

1.2.1.2 Règlementation de l'ECC

L'ECC (Electronic Communication Committee) [13] rassemble 48 pays afin d'élaborer les politiques et une règlementation commune dans les communications électroniques et leurs applications pour l'Europe.

Le règlement générique pour les dispositifs ULB en Europe a été décrit dans le rapport ECC/DEC/(06)04 [14] pour répondre principalement à la demande du marché pour les applications de communication et le remplacement du câble. Il permet également divers types d'applications de radio-télécommunication qui utilisent la technologie ULB dans les bandes inférieures à 10,6 GHz, par exemple le tracking et la localisation.

Lors de la dernière conférence d'avril 2011, l'ECC a finalisé le travail par rapport aux limites des applications spécifiques de l'ULB :

- application de suivi de localisation pour les services d'urgence (*Location Tracking Application for Emergency Services* (LAES)) ;
- application de suivi de localisation type 2 (*Location Tracking Applications type 2* (LT2)) dans les bandes de fréquences 3,4 - 4,8 GHz et 6 - 8,5 GHz pour le suivi des personnes et d'objets pour les applications industrielles ;
- application de suivi de localisation et de capteurs pour l'automobile et l'environnement des transports, (*Location tracking and sensor Applications for automotive and transportation environments* (LTA)) dans les bandes de fréquences 3,1 - 4,8 GHz et 6 - 8,5 GHz.

Cette décision concerne les dispositifs GPR (*Ground Penetrating Radar*) et WPR (*Wall Probing Radar*) ultra large bande. Les applications d'imagerie visées sont celles destinées à :

- détecter ou obtenir des images d'objets se trouvant dans le sol ou dans un mur ;
- déterminer les caractéristiques physiques d'un sol ou d'un mur.

Les restrictions sur la PIRE décidées par l'ECC sont données selon deux critères :

- le maximum de la moyenne de la densité spectrale de puissance [dBm/MHz] ;
- la valeur crête maximale de puissance mesurée dans une certaine bande de fréquences.

Ces restrictions sont résumées dans les tableaux 1.2 et 1.3 :

Bande de fréquences (MHz)	Densité de PIRE moyenne maximale (dBm/MHz)
<230	-65
230 - 1000	-60
1000 - 1600	-65
1600 - 3400	-51,3
3400 - 5000	-41,3
5000 - 6000	-51,3
>6000	-65

Tableau 1.2 – Restrictions sur le maximum de la moyenne de la densité spectrale de PIRE.

Bande de fréquences (MHz)	Puissance crête maximale
30 - 230	-44,5 dBm/120 kHz
230 - 1000	-37,5 dBm/120 kHz
1000 - 1600	-30 dBm/120 kHz

Tableau 1.3 – Restrictions sur la valeur crête maximale de PIRE mesurée dans une certaine bande de fréquences.

1.2.2 Différents types de radar pour la vision à travers les murs

Le radar de détection de personnes à travers les murs ou radar TTW (*Through The Wall*) ou encore radar TWS (*Through the Wall Surveillance*) est apparu il y a un peu plus d'une dizaine d'années aux États-Unis. Il a pour but la détection et/ou la localisation de personnes situées derrière un mur. Ses applications sont nombreuses et variées (guerre urbaine, prise d'otage, tremblement de terre, ...). De manière simplifiée, les systèmes sont classés en fonction de leur structure, de leur technique de génération du signal d'émission et de la nature des informations mesurées.

1.2.2.1 Les différentes structures

Radar monostatique

Le radar monostatique [15] contient, dans la même unité, les fonctions d'émission et de réception du radar. Les coûts de synchronisation sont alors réduits. Il utilise la même antenne pour émettre et recevoir les signaux. Un synoptique de radar monostatique est représenté sur la figure 1.4 :

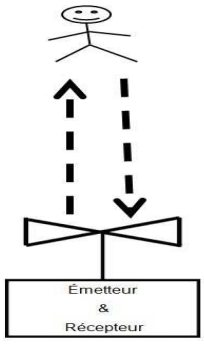

FIGURE 1.4 – Configuration du radar monostatique.

Radar bistatique

Le radar bistatique n'utilise pas la même antenne à l'émission et à la réception, l'émetteur et le récepteur sont en général séparés. Si la distance cible - radar est très grande devant la distance antenne d'émission - antenne de réception, le radar bistatique peut être assimilé à un radar monostatique.

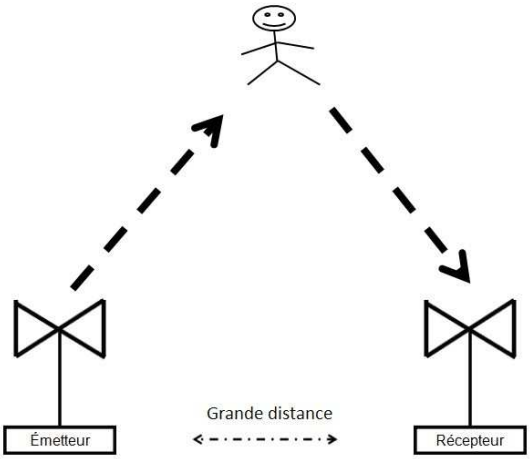

FIGURE 1.5 – Configuration du radar bistatique.

Radar distribué

Le radar distribué contient plusieurs radars monostatiques ou radars bistatiques. La diversité spatiale offerte par les systèmes distribués permet de capter différents aspects d'une cible simultanément. Un des autres avantages de ce radar est qu'il présente une bonne résistance aux contre-mesures électroniques car la position du récepteur est inconnue. Cependant, ce radar présente plusieurs inconvénients :

- système complexe ;
- pas de contrôle de l'émetteur (si on utilise l'émetteur d'un tiers) ;
- plus difficile à mettre en œuvre.

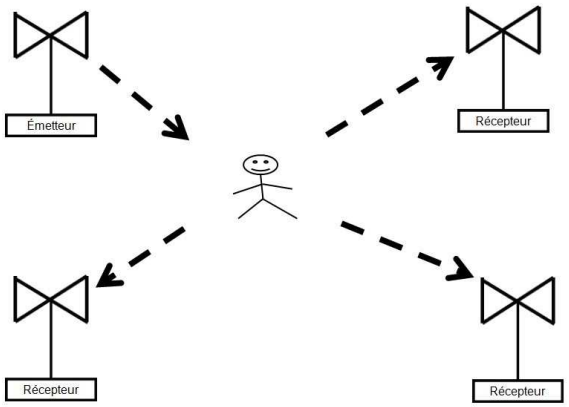

FIGURE 1.6 – Exemple d'une configuration de radar distribué : 1 émetteur et 3 récepteurs.

Il existe aussi d'autres concepts de radars distribués qui se rapprochent du concept du radar MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), par exemple, des configurations constituées d'un émetteur et de plusieurs récepteurs, voire même des groupements de cette combinaison, ce qui revient à voir N émetteurs et K récepteurs. Dans ce type de structure, souvent les K récepteurs sont positionnés de manière à créer un réseau d'antennes et les algorithmes de reconstruction d'images sont des algorithmes cohérents. Cependant, pour faciliter le traitement, chaque émetteur émet séquentiellement.

Radars MIMO

La structure du radar MIMO est aussi constituée de N émetteurs et de K récepteurs, à la différence du radar distribué, les N émetteurs émettent simultanément, ce qui complexifie la réception et le traitement du signal associé, car on ne peut plus distinguer de quel émetteur provient le signal. Pour ce faire, chaque émetteur émet un code particulier ce qui permet, côté récepteur de différencier les signaux issus de chacun des émetteurs (technique de type CDMA).

La structure MIMO permet d'améliorer la qualité du rapport signal à bruit et la diversité des informations mesurées. Une configuration de radar MIMO est illustrée sur la figure 1.7 ;

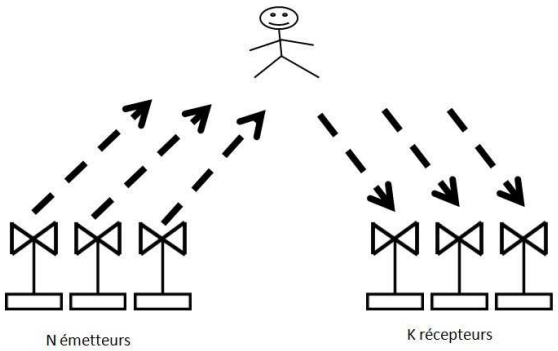

FIGURE 1.7 – configuration de radar MIMO

1.2.2.2 Les différentes technologies

Technologie CW

La technologie CW (*Continous Wave*) émet des ondes avec une fréquence fixe. Le radar qui utilise la technologie CW est le plus simple, mais présente des capacités restreintes en termes de résolution ou de précision en distance. Il est cependant le plus performant en termes de détection de présence par « écoute Doppler ». En effet, la présence d'un filtre très sélectif optimise le rapport signal à bruit.

Technologie FMCW

L'inconvénient du radar CW est son incapacité à mesurer des distances. La variation de la fréquence émise apporte une solution à ce problème. C'est ainsi

qu'est né le radar FMCW (*Frequency Modulated Continuous Wave*) ou « radar à onde continue modulé en fréquence ».

Le système d'émission est constitué d'un oscillateur commandé en tension (VCO : *Voltage Controlled Oscillator*) contrôlé par un système chargé d'asservir la variation de la fréquence et de la rendre linéaire en fonction du temps. Pour la réception, le signal reçu est mélangé avec une fraction du signal émis et est prélevé à l'aide d'une sonde.

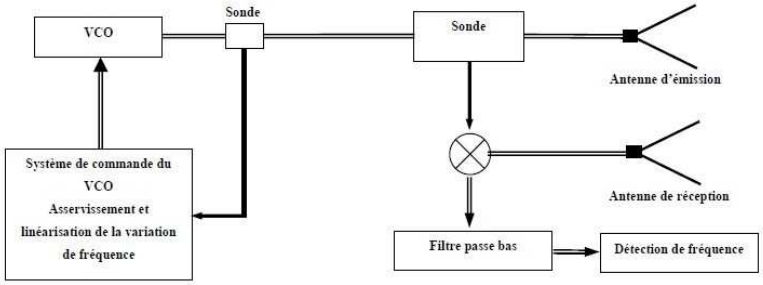

FIGURE 1.8 – Principe de fonctionnement [16].

Technologie SFCW

Le principe de la technologie SFCW (*Stepped Frequency Continuous Wave*) ou « technologie à modulation à saut de fréquence », consiste à générer une bande de fréquences par un synthétiseur DDS (Digital Direct Synthesis) qui commute d'une fréquence minimale F_{min} à une fréquence maximale F_{max} en N pas de fréquence ΔF. La figure 1.9 présente l'évolution de la fréquence en fonction du temps. Celle-ci reste constante sur un intervalle de temps.

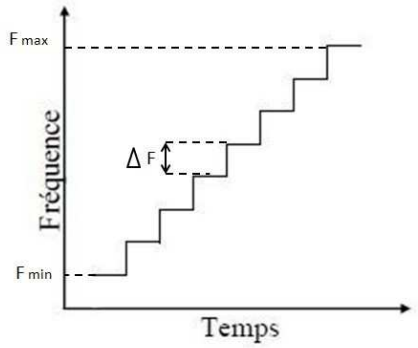

FIGURE 1.9 – Evolution de la fréquence en fonction du temps.

Technologie à bruit

Le radar à bruit émet une séquence de bruit blanc (ayant donc un spectre très large). La partie d'émission est relativement simple, mais la réception nécessite la mise en œuvre d'un corrélateur.

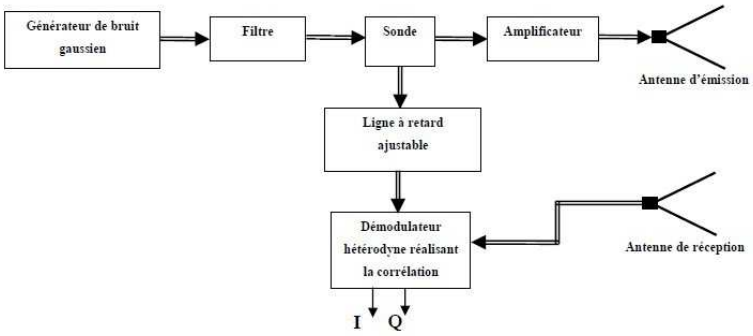

FIGURE 1.10 – Radar à bruit [16].

Technologie impulsionnelle

La technique la plus courante pour générer un signal ULB est de transmettre des impulsions temporelles de durées très courtes, de l'ordre de la nanoseconde. Le spectre d'une impulsion très courte est très large (cf.figure 1.11), peut s'étendre de quelques MHz à quelques GHz.

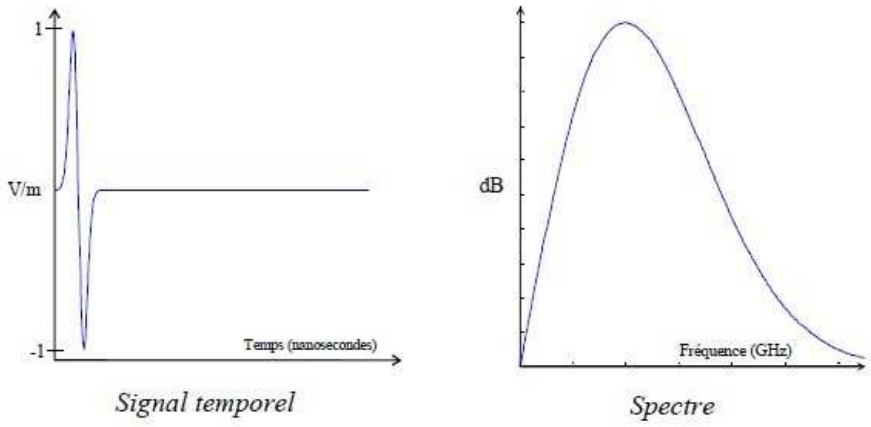

FIGURE 1.11 – Signal émis par un radar ULB.

L'inconvénient de ce radar réside dans la complexité du récepteur qui nécessite la mise en œuvre d'un échantillonneur ultra-rapide.

1.2.2.3 Nature de l'information mesurée

La nature de l'information mesurée et son rendu sont des paramètres clés d'un sysème TTW. Évidemment, plus l'information mesurée est riche, plus le système radar sera complexe et volumineux. Nous détaillons dans ce qui suit, les différentes informations qui peuvent être visualisées avec un système TTW.

• système à zéro dimension (0D) : avec ce système, l'information sur la scène de mesure est très limitée, la seule information disponible est la présence ou l'absence

de cibles. Le système ne peut pas dénombrer, ni localiser les cibles. Il est encore moins précis si les cibles sont mobiles ou fixes. En revanche, ce système est très simple et facile à réaliser.

• système à une dimension (1D) : avec ce système, en plus de l'indication de présence de cibles, nous pouvons mesurer la distance à laquelle se trouve la cible. Mais nous ne pouvons toujours pas dénombrer les cibles.

• système à deux dimensions (2D) : avec ce système, la localisation et le dénombrement des cibles sont possibles. Des traitements spécifiques sont envisageables, comme le suivi de cibles.

• système à trois dimensions (3D) : avec ce système, la position verticale des cibles peut être estimée. Ainsi, nous pouvons avoir une information sur la taille des cibles, leurs comportements (assis, debout, etc.). La complexité de ce système est qu'il nécessite un réseau d'antenne 2D à la réception.

1.2.3 Dimensionnement d'un radar ULB pour la vision à travers les murs

D'une manière générale, la conception d'un radar doit tenir compte de nombreux paramètres tels que : le coût, la portabilité, la précision, la fiabilité,... Le radar pour la vision à travers les murs a cependant des spécificités qui lui sont propres. Sa première caractéristique est que l'onde qu'il émet doit pénétrer les murs avec une atténuation raisonnable. Cela impose donc de choisir une fréquence adéquate et une puissance adaptée. Sa seconde caractéristique est de fonctionner sur une courte portée et il doit avoir une bonne résolution pour discriminer des cibles rapprochées. Cela impose de choisir une bande de fréquence adaptée avec des structures d'antennes spécifiques. Sa troisième caractéristique est que l'onde émise se propage dans des milieux *indoor* complexes (propagation à travers des structures inhomogènes, multi-trajets dus aux réflexions multiples dans la pièce,...). Cela nécessite des étages de réception avec une bonne dynamique et des traitements des signaux adaptés.

Détaillons ces principaux paramètres clefs d'un radar pour la vision à travers les murs.

1.2.3.1 Résolution

La résolution latérale d'un radar est la capacité à différencier deux cibles selon la dimension latérale (ou azimutale). La résolution spatiale décrit quant à elle, la capacité du radar à différencier deux cibles par rapport à l'axe de visée de celui-ci.

Résolution spatiale (résolution en profondeur ou en distance)

La résolution spatiale R_s d'un radar est déterminée soit par sa bande de fréquence B (Radar FMCW) :

$$R_s = \frac{c}{2B}, \tag{1.2}$$

soit par la durée de l'impulsion émise τ (Radar à impulsion) :

$$R_s = \frac{c\tau}{2}, \tag{1.3}$$

où c est la vitesse de propagation de la lumière. Plus la bande de fréquence est large (plus l'impulsion est courte), meilleure est la résolution spatiale.

Pour améliorer la résolution spatiale, il suffit d'augmenter la largeur de bande ou de diminuer la durée de l'impulsion émise. Les tableaux 1.4 et 1.5 donnent un ordre de grandeur de la résolution spatiale en fonction de la largeur de bande et de la durée de l'impulsion émise.

Largeur de bande	Résolution spatiale
1 GHz	15 cm
5 GHz	3 cm
10 GHz	1,5 cm

Tableau 1.4 – Résolution spatiale en fonction de la largeur de bande.

Durée d'impulsion	Résolution spatiale
1 ns	15 cm
0,5 ns	7,5 cm
0,1 ns	1,5 cm

Tableau 1.5 – Résolution spatiale en fonction de la durée de l'impulsion.

Résolution latérale (angulaire ou azimutale)

La résolution latérale R_l d'un radar est liée au diagramme de rayonnement de l'antenne :

$$R_l = 2d \times tg(\frac{\theta}{2}), \tag{1.4}$$

où d est la distance entre la cible détectée et le radar, et θ la largeur (à -3 dB) du lobe principal de l'antenne. Cette équation montre que plus la cible est éloignée du radar, plus la résolution latérale du radar est mauvaise. Le tableau 1.6 donne un ordre de grandeur de la résolution latérale en fonction de la distance entre la cible et le radar.

Distance entre la cible et le radar	Ouverture d'antenne	Résolution latérale
1 m	90	2 m
2 m	90	4 m
5 m	90	10 m

Tableau 1.6 – Résolution latérale en fonction de la distance entre la cible et le radar.

Dans le cas de radar à réseaux d'antennes, la résolution latérale s'exprime par :

$$R_l = \frac{d\lambda}{D}, \tag{1.5}$$

où d est la distance entre la cible détectée et le radar, λ la longueur d'onde d'émission et D l'ouverture du réseau d'antennes.

Dans certaines configurations de type « spotlight »[17], nous pouvons avoir de très bonnes résolutions, quasiment indépendantes de la distance de la cible et voisines de $\lambda/4$.

1.2.3.2 Portée du radar

Un autre paramètre important d'un radar est sa portée. Elle se calcule à l'aide de « l'équation du radar ». Cette équation peut prendre diverses formes en fonction du type de radar. Dans le cas du radar bistatique, sa mise en équation est illustrée sur la figure 1.12.

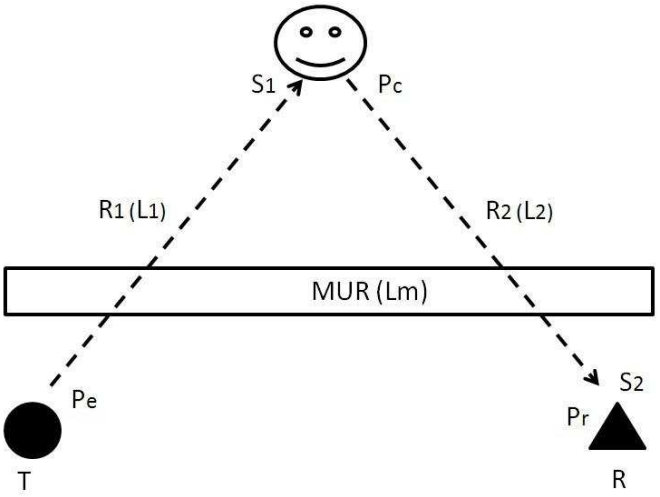

FIGURE 1.12 – Illustration du calcul de l'équation du radar.

Soit un émetteur T, émettant une puissance P_e, avec une antenne de gain G_e, le signal S_1 reçu par la cible peut s'exprimer par :

$$S_1 = \frac{P_e G_e}{4\pi R_1^2} \tag{1.6}$$

où R_1 est la distance entre l'émetteur et la cible.

Ce signal S_1 est ensuite réfléchi par la cible. La puissance réfléchie P_c s'exprime par :

$$P_c = \sigma S_1 = \frac{P_e G_t \sigma}{4\pi R_1^2} \tag{1.7}$$

où σ est la surface équivalente radar (SER ou RCS pour *Radar Cross Section*). La SER est un paramètre physique propre à chaque cible et est fonction de la forme de l'objet, de sa nature, de son(ses) matériau(x) constitutif(s) ainsi que de la longueur d'onde, des angles d'incidence et de réflexion du rayonnement.

Pour déterminer la puissance du signal reçu par l'étage de réception du radar (P_r), il faut prendre en compte l'ouverture efficace de l'antenne de réception A_R,

qui est liée à son gain G_r par :

$$A_R = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \tag{1.8}$$

La puissance reçue s'exprime alors de la manière suivante :

$$P_r = \frac{A_R P_C}{4\pi R_2^2} = \frac{P_e G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \tag{1.9}$$

où R_2 est la distance entre la cible et le récepteur. A cette équation, il faut ajouter l'atténuation que subit le signal lorsqu'il se propage dans le mur et lorsqu'il se propage dans l'air. Compte tenu de la courte portée du radar (de l'ordre de la dizaine de mètres) et des fréquences relativement basses (quelques GHz), l'atténuation atmosphérique est totalement négligeable. Nous ne prendrons en compte que les pertes L_m dues au mur :

$$P_r = \frac{P_e G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 L_m^2} \tag{1.10}$$

A l'aide de l'équation 1.10, déterminons le rapport $\frac{P_r}{Pe}$ nécessaire pour avoir une portée de 10 m derrière un mur de béton de 10 cm d'épaisseur ou derrière une cloison de plâtre de 1.16 cm d'épaisseur. Le rapport $\frac{P_r}{Pe}$ (cf. tableaux 1.7 et 1.8) est fonction de la fréquence qui influe directement sur : les pertes dues au mur, les gains d'antenne et la SER de la cible. La SER d'un être humain varie entre -5 dBm^2 et 0 dBm^2 [18]. Afin de simplifier nos calculs, nous avons fixé la SER σ à 0 dBm^2. Le gain de l'antenne émettrice G_e est quasi indépendant de la fréquence et vaut 3 dB, tandis que le gain de l'antenne réceptrice G_r varie de 5 dB à 7 dB [19].

Fréquences	L_m^2(béton)[18]	$G_t \times G_r$	$(P_r/P_e)_{R=10m}$
1 GHz	6 dB	8 dB	-81 dB
3 GHz	20 dB	9 dB	-103 dB
5 GHz	46 dB	10 dB	-133 dB

Tableau 1.7 – Calcul du rapport puissance émise à puissance reçue à l'aide de l'équation du radar avec un mur de béton.

Fréquences	L_m^2(plâtre)[20]	$G_t \times G_r$	$(P_r/P_e)_{R=10m}$
1 GHz	0,8 dB	8 dB	-76 dB
3 GHz	0,88 dB	9 dB	-84 dB
5 GHz	0,92 dB	10 dB	-88 dB

Tableau 1.8 – Calcul du rapport puissance émise à puissance reçue à l'aide de l'équation du radar avec un mur de plâtre.

Les tableaux 1.7 et 1.8 donnent le rapport puissance émise à puissance reçue qui est proportionnel à la fréquence et à la perte due aux différents types de mur en fonction des fréquences.

L'équation 1.10 est un outil pratique pour réaliser le bilan de liaison d'un radar, mais n'intègre pas ses aspects systèmes, en particulier ses performances

en fonction du rapport signal à bruit. Pour ce faire, nous utilisons l'équation du radar sous une forme qui donne l'égalité entre la puissance minimale du signal reçu $P_{r(min))}$ pour une cible (cf. équation 1.10) et la sensibilité du radar, exprimée en fonction du $(\frac{S}{B})_{min}$ minimal pour détecter la cible.

$$(\frac{S}{B})_{min} = \frac{P_{r(min)}}{P_b} = \frac{P_{r(min)}}{T_0 K_B (F-1) B} \tag{1.11}$$

Les équations 1.10 et 1.11, permettent d'exprimer la puissance minimale nécessaire à l'émission en fonction de la portée, du type de mur, de la fréquence d'émission et des paramètres systèmes du radar (bruit, largeur de bande du récepteur, etc.).

$$P_e = \frac{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2 L_m^2 (\frac{S}{B})_{min} T_0 K_B (F-1) B}{G_e G_r \lambda^2 \sigma} \tag{1.12}$$

Le tableau 1.11 donne la puissance d'émission nécessaire pour atteindre différentes portées en fonction du mur à traverser. Les valeurs numériques utilisées pour ces calculs sont décrites dans les tableaux 1.9 et 1.10.

Paramètres	valeurs
Gain d'antenne emettrice G_e	3 dB
Gain d'antenne réceptrice G_r	[5 7] dB
$(\frac{S}{B})_{min}$ [21]	15 dB
Facteur de Bruit (F)	7 dB
SER de la cible σ	0 dBm^2
Largeur de bande du récepteur (B)	3 GHz
Température ambiante (T_0)	290°
Constante Bolzmann (K_B)	$1,38 \times 10^{-23}$

Tableau 1.9 – Hypothèses des paramètres du système.

Fréquences	L_m^2(béton : 20 cm)	L_m^2(plâtre : 1,16 cm)
1 GHz	6 dB	0,8 dB
3 GHz	20 dB	0,88 dB
5 GHz	46 dB	0,92 dB

Tableau 1.10 – Hypothèses des paramètres du mur.

P_e (necessaire)	Portée : 3 m		Portée : 5 m		Portée : 10 m	
	béton (dB)	plâtre (dB)	béton (dB)	plâtre (dB)	béton (dB)	plâtre (dB)
P_e (1 GHz)	-27	-32	-18	-24	-6	-11
P_e (3 GHz)	-5	-24	3	-15	15	-3
P_e (5 GHz)	24	-20	33	-11	45	0

Tableau 1.11 – Puissance nécessaire pour différentes portées du radar en fonction de la fréquence et du type de mur.

Au regard du Tableau 1.11, il apparaît clairement qu'il est utopique d'utiliser une fréquence supérieure à 3 GHz pour de la vision à travers un mur de béton. Cela nécessiterait des P_e trop importantes et irréalisables pour un système portable.

1.3 État de l'art des systèmes radars de vision à travers les murs

La recherche et le développement de radars de vision à travers les murs ont démarré il y a une quinzaine d'années. Il existe déjà des prototypes développés par des sociétés ou des laboratoires, certains systèmes sont mêmes commercialisés et utilisés par la sécurité civile ou par l'armée. Mais il existe encore une grande activité de recherche pour optimiser leurs performances.

1.3.1 Produits commerçiaux

Le classement suit l'ordre chronologique de mise en vente sur le marché. Les performances des systèmes ne sont pas toujours très détaillées compte tenu de la difficulté à avoir des informations précises sur ces dispositifs. Les performances sont aussi souvent à caractère commercial.

1.3.1.1 Thales FH-UWB radar

Thalès UK a développé une génération de radars ULB, permettant de suivre une personne et détecter sa respiration. Il utilise la technologie de SFCW ULB [22] (cf. figure 1.13).

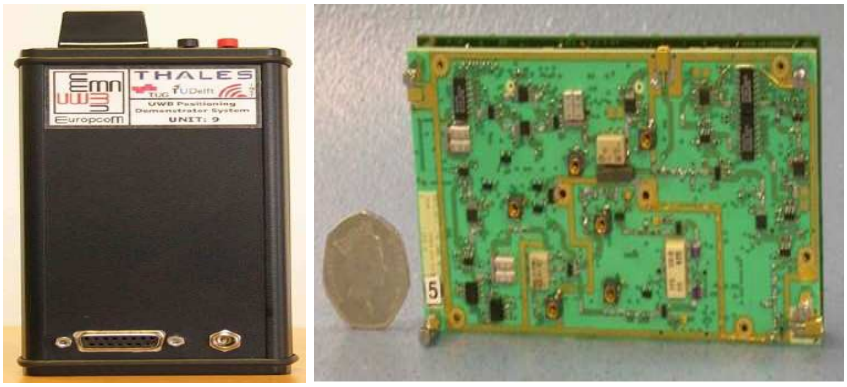

FIGURE 1.13 – FH-UWB radar (gauche) et sa carte radio fréquence.

Il a une portée de détection en espace libre de 50 m à 100 m, et de 30 m derrière un mur. Ce système de la taille d'une carte bancaire, peut pénétrer un mur de béton d'une épaisseur de 26 cm. Il travaille sur une largeur de bande de 1,25 GHz.

1.3.1.2 UHF TWS radar

La société SRI International [23] a développé un système FMCW nommé UHF TWS radar. Il travaille sur la bande 0,2-0,45 GHz, et dispose de trois antennes omnidirectionnelles et d'un affichage 2D. Sa résolution spatiale est de l'ordre du mètre.

1.3.1.3 EMARS

Ce radar a été développé par la compagnie américaine Raytheon. Le radar MARS ou EMARS [24] signifie « Enhanced Motion and Ranging Sensor ». Très peu d'informations sont disponibles sur ce système.

1.3.1.4 MDR1A

Le radar MDR1A (cf. figure 1.14) a été développé en 1995 par la société Hugues Advanced EM Technology Center [25]. Il est capable de capturer les informations Doppler. Sa portée annoncée est de 30 m en espace libre ou de 10 m à travers un mur en béton armé de 15 cm. Malheureusement, peu d'informations sont disponibles sur ce système.

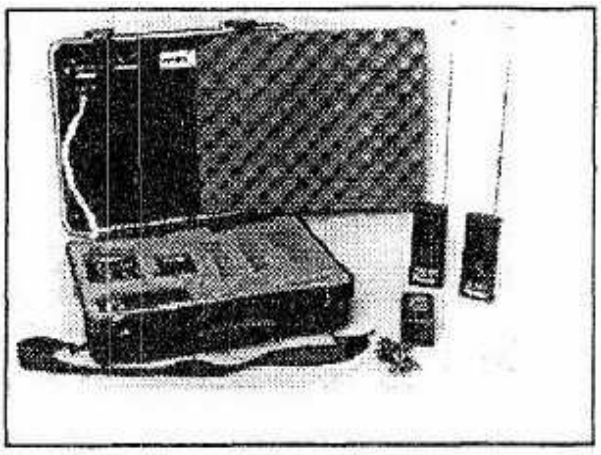

FIGURE 1.14 – Radar MDR1A.

1.3.1.5 Radar vision

Ce produit [26] a été développé par la société américaine Time Domain. Il fut le premier système abouti pour la vision à travers les murs. Il est décliné en 3 versions : la version Radarvision2i qui est une version ouverte à l'export, la version Radarvision2 (cf. figure 1.15) qui est dédiée au commerce à l'intérieur des États-Unis, et la version Soldiervision qui est réservée à l'armée américaine. Equipé de plusieurs antennes réceptrices, ce système utilise le principe de la triangulation pour localiser les cibles. Avec une puissance d'émission de 50 μW pour la version Radarvision2, et une largeur de bande de 3,5 GHz (2,1-5,6 GHz), il peut théoriquement distinguer des détails de l'ordre de 5 cm. L'angle d'ouverture horizontal est de 120°, et l'angle d'ouverture vertical est de 90°. Sa portée maximale est de 10 m. La version Soldiervision est durcie en termes de performance mécanique, et émet une puissance équivalente à 1,5 mW. Time Domain annonce que tous ces systèmes sont capables de traverser une paroi de 20 cm de béton armé.

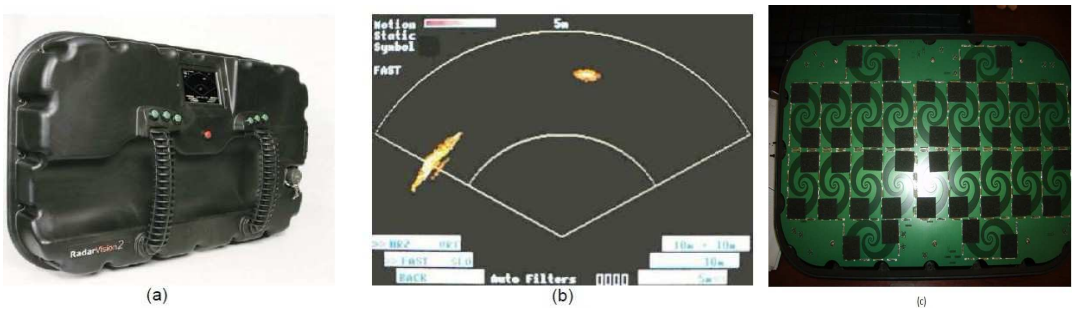

FIGURE 1.15 – Radarvision2 (a) ; l'écran de visualisation du système Radarvision (b) ; réseaux d'antennes (c).

1.3.1.6 ImpSAR

Eureka aerospace (société américaine) a développé le prototype d'un radar appelé ImpSAR [27]. Comme son nom l'indique, ce radar utilise le principe du SAR associé à la transmission d'impulsions ultra-brèves de l'ordre de la centaine de picosecondes. Ce système fonctionne entre 250 MHz et 3,5 GHz, ce qui devrait lui apporter une résolution spatiale théorique proche de 5 cm. Eureka aerospace annonce également une portée de 100 m en espace libre.

1.3.1.7 2D-CPR

Ce prototype [28] réalisé lui aussi par la société Hugues, est le petit frère du MDR1A (cf. 2.3.1.4). Il utilise une porteuse modulée en fréquence d'une largeur de bande de 500 MHz, autour d'une fréquence centrale de 950 MHz. Deux antennes sont montées en réseau, permettant d'obtenir un gain de 9 dB et un angle d'ouverture de 90°. Le rendu de la mesure s'affiche sur un écran 2D.

1.3.1.8 Scope radar

Le Scope radar [29] (cf. figure 1.16) est capable de détecter en quelques secondes une présence dans une pièce. C'est un dispositif portable qui doit être utilisé proche du mur. Il peut aussi détecter des petits mouvements comme la respiration.

FIGURE 1.16 – Scope radar.

Le Scope radar a été développé par le DARPA pour être utilisé par l'armée américaine. Sa portée de détection atteint 15 m à travers un mur de béton.

1.3.1.9 Xaver 800 et 400

Ce système, apparu sur le marché en 2007, est le premier système capable d'un rendu 3D d'une scène située derrière un mur. Il a été développé par la société israélienne Camero. Il est décliné en deux versions le Xaver 800 et le Xaver 400 [30] [31] (cf. figure 1.17). Il est capable d'afficher en 3D une scène derrière un mur jusqu'à 8 m, ensuite le rendu redevient de la 2D.

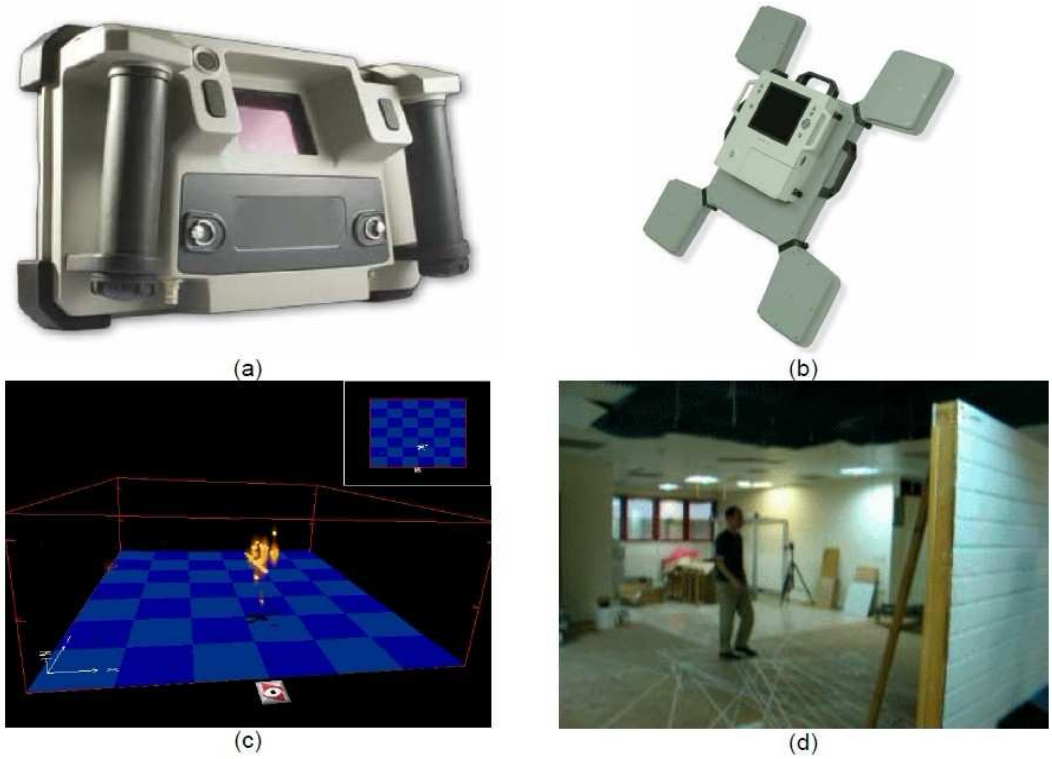

FIGURE 1.17 – Xaver 400 (a), Xaver 800 (b), image (c), image d'une scène (d).

C'est l'un des rares systèmes qu'il n'est pas nécessaire de plaquer contre le mur. Son spectre s'étend de 3 GHz à 10 GHz. La résolution spatiale à 8 m est de l'ordre de 20 cm. Ces systèmes sont équipés d'une liaison sans fil permettant de renvoyer les images obtenues à plus de 100 m. Le Xaver 800 est plus imposant mais plus précis (dû à l'écart entre les antennes) que le Xaver 400.

1.3.1.10 ASTIR

La société AKELA a développé un système portable d'imagerie de vision à travers les murs de haute performance : ASTIR (AKELA Standoff Through-Wall Imaging Radar) [32] (cf. figure 1.18). Le système fournit la possibilité de détecter la présence d'individus mobiles ou fixes, et de les suivre au sein d'un bâtiment.

FIGURE 1.18 – Le système ASTIR.

Contrairement à certains systèmes de vision à travers les murs qui doivent être mis en contact direct ou placé à proximité d'un mur, le système d'AKELA peut être positionné à une distance de 30 mètres. Cela permet d'éloigner les opérateurs de la scène à observer. Il fournit aussi un angle de visualisation plus large, permettant d'observer plusieurs étages d'un bâtiment à partir d'une seule position. Ce système est en attente de l'autorisation de la FCC pour être commercialisé.

1.3.1.11 ReTWis

La société RETIA a développé un système de radar portable de vision à travers les murs ReTWis [33] (cf.figure 1.19). Il a une portée de 20 m derrière différents types de mur (bois, plâtre, béton, brique, etc). Il peut être déployé verticalement (pour la vision à travers les murs) ou horizontalement (pour détecter le sol ou le plafond). En plus des mouvements macroscopiques, la respiration d'une cible peut être détectée. Le système peut être contrôlé à distance via un LAN.

FIGURE 1.19 – Système de ReTWis

1.3.1.12 PRISM 200

Le laboratoire anglais Cambridge Consultants a développé un système de radar TWS appelé PRISM200 [34] (cf. figure 1.20). Il a une portée de 20 m et travaille sur une bande de fréquences située entre 1,7 GHz et 2,2 GHz. Ces valeurs laissent supposer une résolution spatiale de 30 cm. La largeur de bande est égale à 500 MHz, l'angle d'ouverture horizontale est de 70° et l'angle d'ouverture verticale est de 60°. Il est capable de donner l'image d'une scène derrière différents types de mur (béton, brique, béton armé, bois, etc) en 2D et 3D. Sa puissance d'émission avoisine les -10 dBm.

FIGURE 1.20 – Le radar PRISM200.

1.3.1.13 TiaLinx Eagle 5

La société TiaLinx a développé une famille de radars TiaLinx Egale 5 [35] (cf. figure 1.21) s'appuyant sur la technologie ULB. Grâce à leur haute sensibilité, ces radars peuvent aussi détecter des personnes vivantes sous des décombres. Le système peut également détecter des cavités souterraines. L'affichage des résultats de la détection et de la localisation est en 2D. Le radar peut détecter une cible à 9 m (30 feets) sous terre ou derrière un mur de béton de 20 cm d'épaisseur.

FIGURE 1.21 – Eagle 5 radar.

TiaLinx a deux versions d'Eagle 5. Le Eagle 5P imageur RF portable pour la détection de tunnel, le modèle 5B pour la détection de cible sous des décombres.

1.3.1.14 SuperVision-1601

Le radar SuperVision 1601 [36] (cf. figure 1.22) développé par la société Tianying (Chine) utilise la technologie ULB. Sa portée est de 16 m derrière un mur de béton de 40 cm.

FIGURE 1.22 – Supervision-1601 radar.

Les systèmes radars commerciaux sont classés et comparés dans le tableau 1.12 de manière synthétique. Certaines valeurs sont manquantes compte tenu du peu d'informations que nous avons sur ces systèmes.

Nom du radar	Auteur, Société	Année	B.fréquence (GHz)	Résol.	Portée (m) (TTW)
FH-UWB radar [22]	UK Thales	1997	1,25	-	30
UHF TWS radar [23]	D.Falconer, SRI Inter.	1997	0,2 - 0,45	1,5 m	-
EMARS [24]	Raytheon	1997	-	-	-
MDR1A [25]	L.Frazier, Hugues	1998	0,915	-	10
Radar vision [26]	L.Fullerton, Time domain	2001	1 - 3	$<$1 m	10
ImpSAR [27]	J.Tatoian, Eureka aero	2005	0,25 - 3,5	5 cm	-
2DCPR [28]	L.Frazier, Hugues	2006	0,95 et 0,7 - 1,2	15cm	-
Scope radar [29]	DARPA	2006	-	-	15
Xaver 800 et 400 [30]	D.Gazelle, Camero	2007	3 - 10	$<$ 20 cm	-
ASTIR [32]	NIJ	2007	-	-	30
ReTWis [33]	RETIA	2008	-	-	20
PRISM 200 [34]	Cambridge Consult.	2009	1,7 - 2,2	30 cm	-
TiaLinx Eagle 5 [35]	TiaLinx	2010	X - V bande	-	9
SuperVision-1601 [36]	Tianying	-	-	-	16

Tableau 1.12 – Comparaison des systèmes radars commerciaux de vision à travers les murs.

1.3.2 Prototypes de laboratoire

1.3.2.1 MIR ou « Urban eyes »

Le radar MIR (Micropower Impulse Radar) [37] a été développé en 1994 par le Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL). Ce système sert de base à beaucoup d'applications telles que la détection d'intrusion, la détection des armatures d'un béton armé, la détection de mines, la détection des pulsations cardiaques, la recherche de personnes ensevelies dans les décombres ou encore la détection de personnes derrière un mur. Très peu d'informations techniques sont disponibles sur ce système, toutefois, on peut supposer à la vue de certaines images que la largeur de bande de ce radar doit être très importante. Il peut « reconstruire »les armatures d'un béton armé jusqu'à 30 cm. Pour les applications TWS, un rendu 2D peut être obtenu avec une présentation des points localisés dans l'espace.

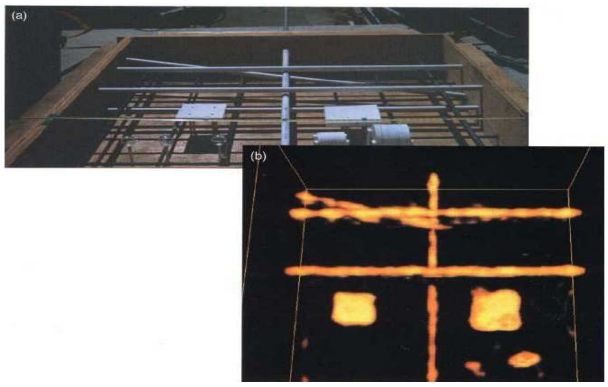

FIGURE 1.23 – Images d'armatures dans un béton obtenues par radar MIR.

1.3.2.2 Flashlight

Le radar Flashlight [38][39] (cf. figure 1.24) est un ancien prototype de laboratoire qui a été développé par le GTRI (*Georgia Technology Research Institute*) pour détecter la respiration d'une personne à distance. Ce système de radar peut détecter la respiration d'un individu immobile debout à 5 mètres derrière un mur de béton de 20 centimètres.

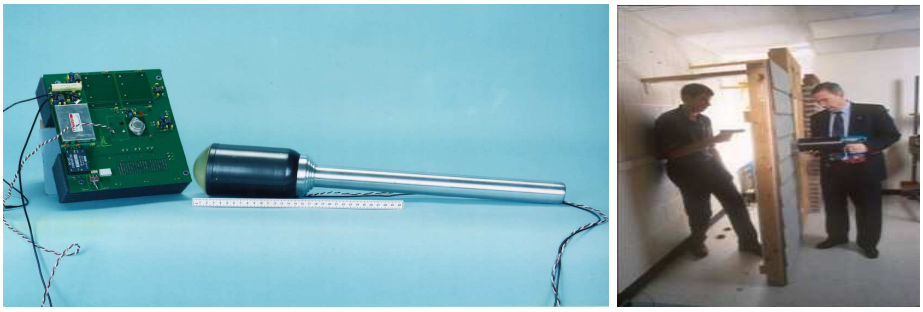

FIGURE 1.24 – Le radar Flashlight.

1.3.2.3 Comlab et Defence R&P Canada

Le département canadien de la défense travaille en collaboration avec la société Comlab pour la mise au point de systèmes de radars ULB [40]. Plusieurs prototypes ont été réalisés. Le premier est équipé d'un réseau d'antennes de 40 cm^2 ayant un angle d'ouverture de 3°×6°. La détection et la localisation des personnes derrière un mur sont leurs premières applications. Une autre application est la reconstruction de scènes masquées par un mur. Un second prototype, équipé d'un réseau d'antennes cornets linéaire vertical, fonctionne en mode SAR. Leurs systèmes utilisent une largeur de bande de 2 GHz ou de 10 GHz. Ils cherchent également à générer un rendu 3D des cibles, voire même l'environnement associé (cf. figure 1.25).

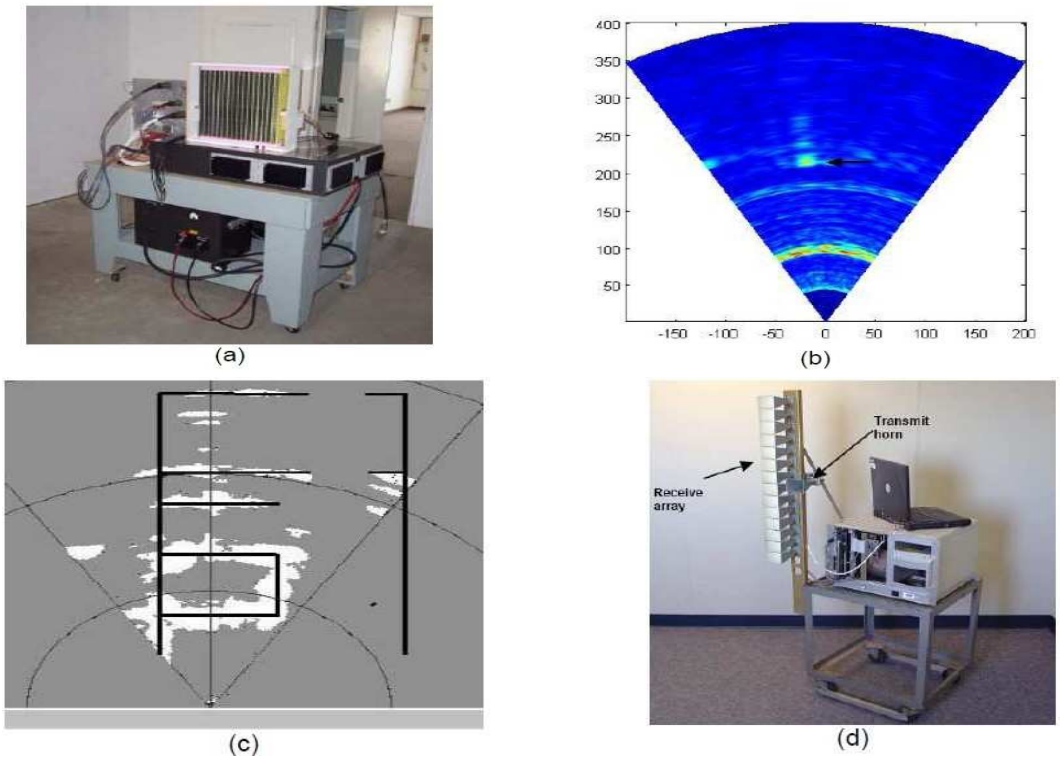

FIGURE 1.25 – Radar à 10 GHz de bande, développé par Comlab (a) ; rendu d'une personne derrière trois plaques de plâtre (b) ; reconstruction d'un environnement indoor (c) ; réseaux d'antennes cornets (d).

1.3.2.4 Akela

Le radar Akela [41][42] (cf. figure 1.26) a été développé par une société américaine du même nom. Sa bande de fréquence est située entre 500 MHz et 2 GHz et sa résolution sur toute la bande est de 10 cm. Une des caractéristiques de ce radar est l'utilisation d'un réseau d'antennes composé de 4 éléments. Déployé ce réseau mesure 2,2 m.

FIGURE 1.26 – Radar Akela.

Ce radar est capable de capturer la respiration d'un homme immobile situé à 5,5 m derrière un mur en béton armé de 30 cm d'épaisseur. Sa portée de détection maximum en espace libre est d'environ 250 m et donne des informations à une fréquence de 10 images par seconde.

1.3.2.5 Radar SFCW

Le Groupe Radar de l'université de Manitoba a conçu un radar autonome à micro-ondes avec une bande de fréquence de 1 - 3 GHz pour l'imagerie à travers les murs [43]. Ce radar TWS s'appuie sur le concept des radars SFCW (Stepped Frequency Continuous Wave).

1.3.2.6 Probant

La société française SATIMO a réalisé en collaboration avec l'université de Delf, la police fédérale belge et le JRC (Joint Research Centre de la commission européenne) un prototype de radar TWS (*Probant - People Real Time Observation in Buildings : Assessment of New Technologies*) (cf. figure 1.27) [44]. Ce radar utilise la technologie FMCW, avec une puissance de transmission de moins de $1W$.

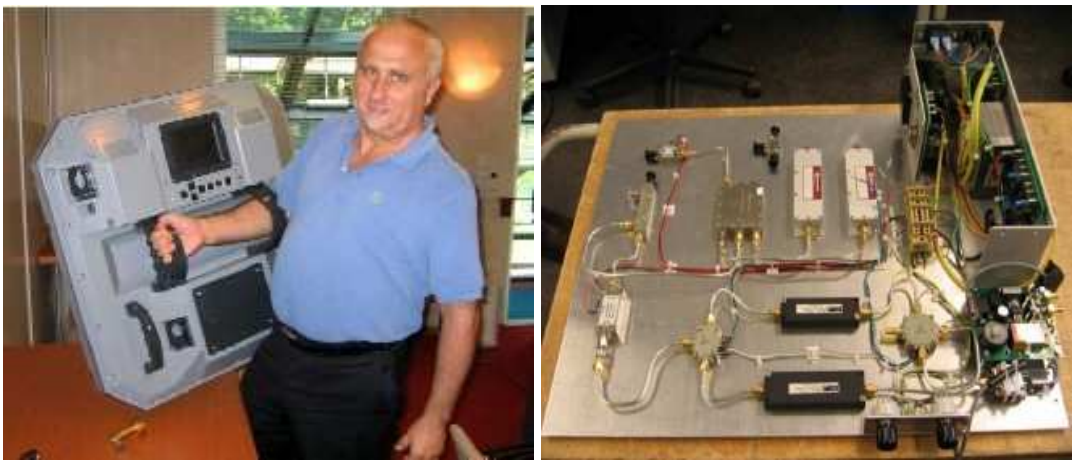

FIGURE 1.27 – Premier prototype du Probant.

1.3.2.7 Radar Trilatération

L'université Turque de Sabenci a développé un prototype utilisant la trilatération. La bande de travail de ce système va de 1,85 à 6 GHz. Il peut détecter un être humain à travers un mur de brique de 23 cm. La puissance d'émission maximum est de 110 mW [45].

1.3.2.8 Radar UWBR

Ce radar (cf. figure 1.28) est le fruit d'une collaboration entre une entreprise ukrainienne et une université américaine [46]. Il est équipé d'une antenne d'émission située entre deux antennes de réception. Il fonctionne sur le principe de la trilatération et utilise une bande allant de 0,5 GHz à 1,5 GHz centrée autour de 1 GHz. Il traverse des murs de 30 cm de béton.

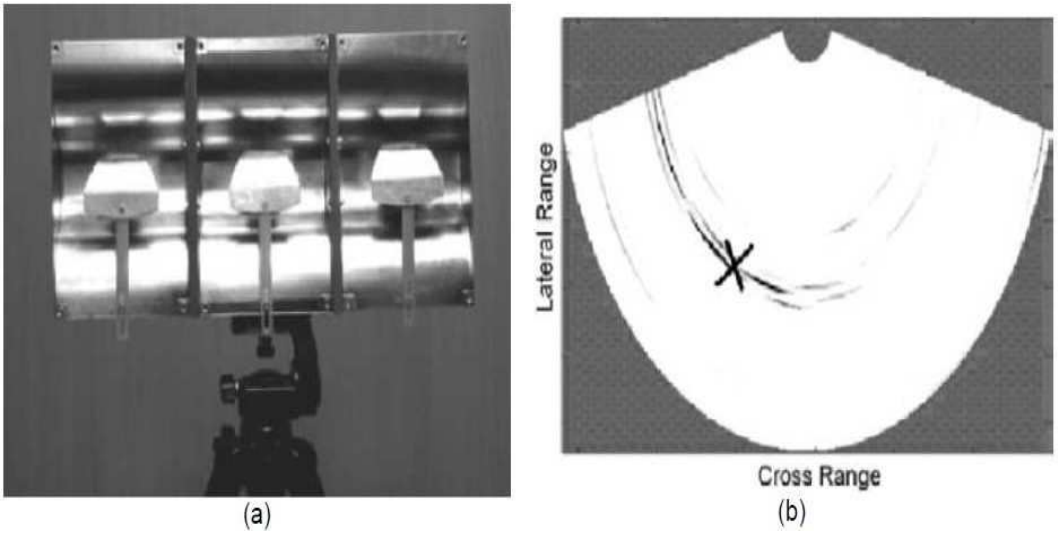

FIGURE 1.28 – Radar UWBR (a) et rendu du système (b).

1.3.2.9 SAR ULB

Le département d'ingénierie électronique et informatique de l'université du Tennessee a mis au point un système radar ULB de type SAR à bas coût [47]. Le premier prototype a été dévéloppé en 2007. Sa fréquence centrale est égale à 10 GHz, la puissance du pic d'émission est de 1 W. L'antenne d'émission est une antenne cornet. En réception, un réseau d'antennes vivaldi de 16×16 éléments (avec une ouverture de ±60°) est mis en œuvre. Un FPGA permet le pilotage des Convertisseurs Analogique Numérique, et des démodulateurs I et Q. La portée est de 15 m avec une fréquence de réception variable de 7 à 13 GHz(cf. figure 1.29).

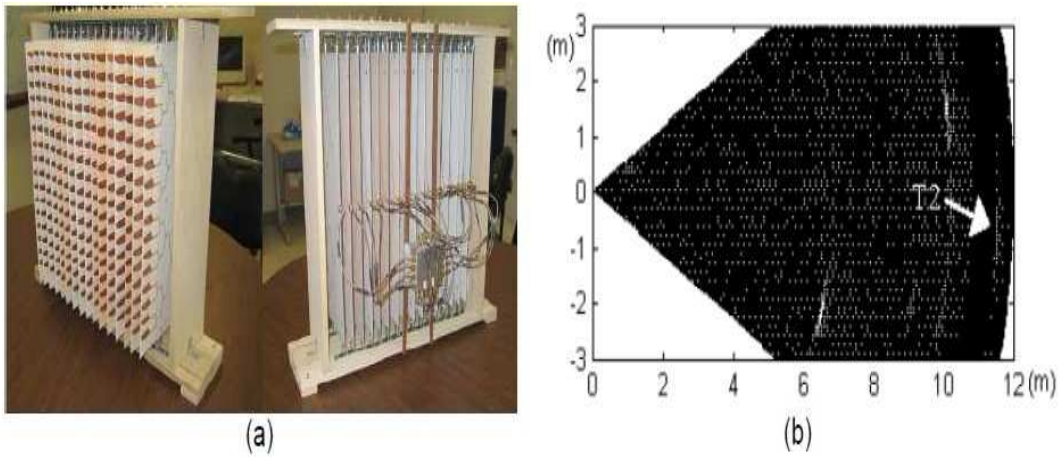

FIGURE 1.29 – Réseau d'antennes Vivaldi (a) ; rendu du système radar : T2 représente la cible (b).

En 2010, une nouvelle génération de radar SAR ULB (TWI SAR) (cf. figure 1.30) a été conçue et développée [48]. Ce système fonctionne sur une bande de fréquence de 2 GHz à 6 GHz. Il utilise une antenne ULB Vivaldi pour l'émission et un réseau d'antennes ULB Vivaldi de 1×8 pour la réception. Émetteurs et récepteurs peuvent être bougés mécaniquement. Ce système permet des mesures en 3D avec une résolution de 5 cm et une portée de 14 m à travers un mur de plâtre de 15 cm ou une portée de 10 m à travers un mur de brique.

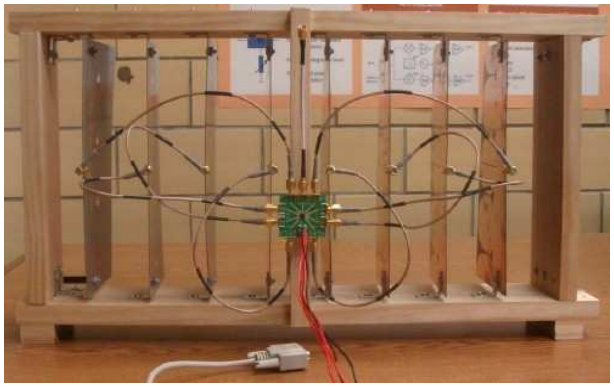

FIGURE 1.30 – Photographie de la nouvelle version de TWI SAR.

1.3.2.10 Radar M-sequence en SAR

Le projet RADIOTECT a pour objectif de mettre au point un système de localisation des personnes ensevelies sous les décombres d'un immeuble écroulé. Au travers de ce projet, un système de localisation à travers les murs utilisant la modulation M-sequence a été mis au point [49]. Il s'appuie sur des techniques de SAR (Synthetic Aperture Radar).

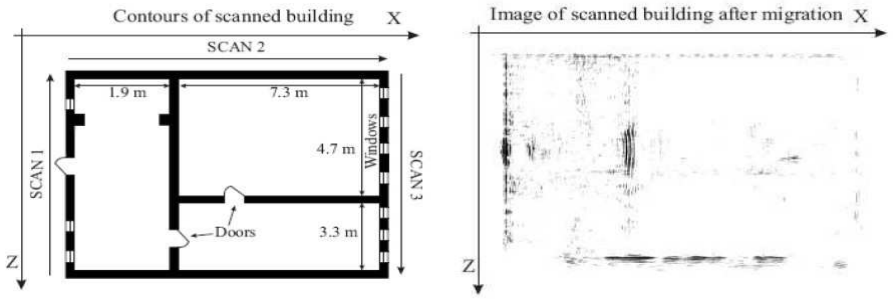

FIGURE 1.31 – Résultat de trois scans d'un bâtiment avec le radar SAR en modulation M-sequence.

Les expériences menées utilisent deux fréquences centrales : 9 GHz et 4,5 GHz générant respectivement des largeurs de bande de 4,5 GHz et 2,25 GHz. L'étude a été poussée jusqu'à la prise en compte des paramètres du mur, et leur compensation dans l'algorithme de rétroprojection.

1.3.2.11 Radar ULB à balayage mécanique

Le laboratoire L3I de l'université de la Rochelle a développé un système de radar ULB impulsionnel à balayage mécanique [19] (cf. figure 1.32). Ce radar travaille sur une fréquence centrale de 4,7 GHz avec une largeur de bande de 3,2 GHz. L'émetteur du radar, équipé d'une antenne omnidirectionnelle, reste fixe, tandis que le récepteur équipé d'une antenne directive est placé sur un bras mobile. L'angle d'ouverture du système est de 60°. La portée à travers un mur est environ de 5 m.

FIGURE 1.32 – Photographie du système à balayage mécanique.

1.3.2.12 ONERA

L'ONERA de Toulouse a développé un prototype de radar FMCW sur les bandes 0,5-2 GHz et 2-8 GHz avec un réseau de 8 antennes ULB [18] (cf. figure 1.33). Des techniques SAR sont utilisées pour localiser les cibles. Une résolution en distance de 20 cm, à 10 m est obtenue.

FIGURE 1.33 – Réseau d'antennes du dispositif SIMIS.

1.3.2.13 MIT radar

Les chercheurs de MIT (Massachusettes Institute of Technology) ont développé une technologie radar [50] qui fournit des images en temps réel d'une scène derrière un mur en béton de 10 à 20 cm d'épaisseur (cf. figure 1.34). Ce système utilise un réseau d'antennes (13 antennes d'émission et 8 antennes de réception). Ce réseau d'antennes a un encombrement de plus de 2,5 m.

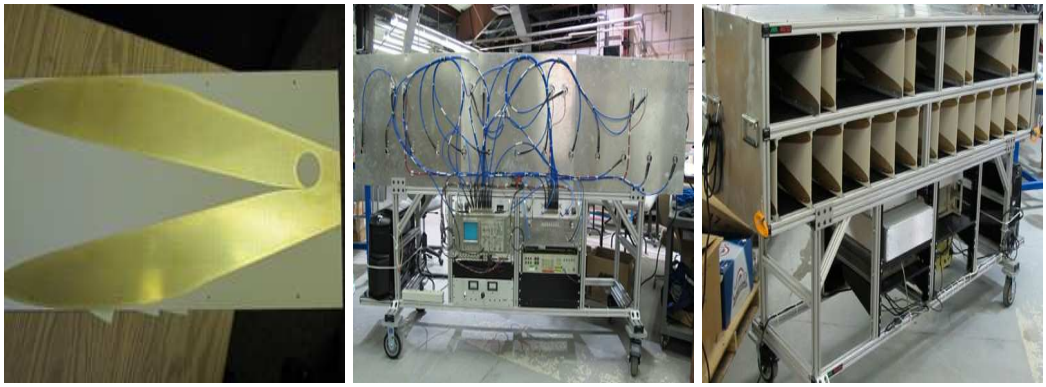

FIGURE 1.34 – Radar MIT.

1.3.2.14 IAI radar

IAI (Intelligent Automation, Inc) a développé un système de radar portable [51] [52] à travers les murs (cf. figure 1.35) pour l'armée. Les radars de vision à travers les murs d'IAI s'appuient sur les impulsions courtes ou des ondes modulées ultra large bande (TM-UWB). En utilisant le radar COTS TM-WB (*Commercial-Off-The-Shelf WideBand*) et l'algorithme de traitement du SAR IAI, IAI a évalué la détection de cibles derrière différents types de mur placées à certaines distances.

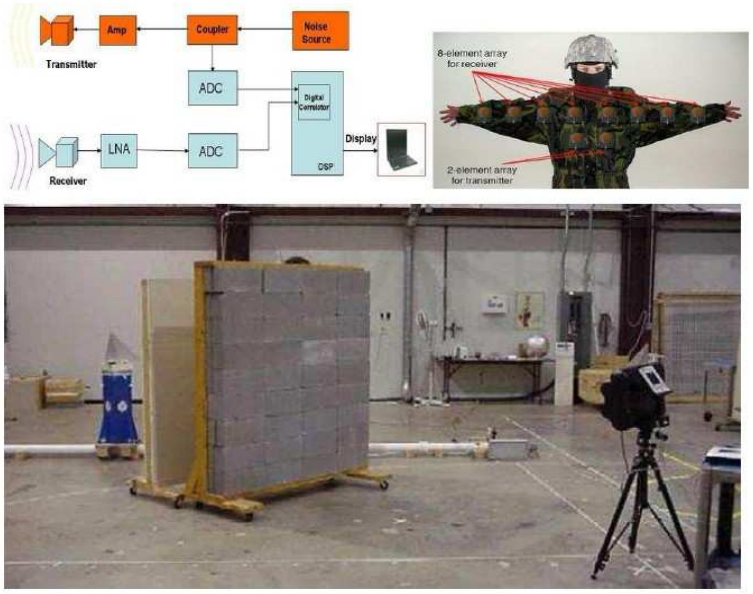

FIGURE 1.35 – Radar IAI.

Les autres radars de vision à travers les murs d'IAI s'appuient sur les ondes continues (CW). Les avantages du radar CW UWB viennent du fait qu'ils peuvent discriminer et suivre les cibles aisément en temps réel, et l'architecture du système est simple, entrainant donc un coût de fabrication faible.

1.3.2.15 Cleo

Le radar CLEO (Concept de Localisation Et d'Observaion) [53] (cf. figure 1.36) a été développé par la société française Thalès pour la DGA. La forme d'onde de ce radar est de type FMCW. Ce système est couplé à des capteurs sismiques et acoustiques, et est équipé de trois radars qui réalisent des mesures de localisation par trilatération. Peu d'informations sur ce système sont disponibles.

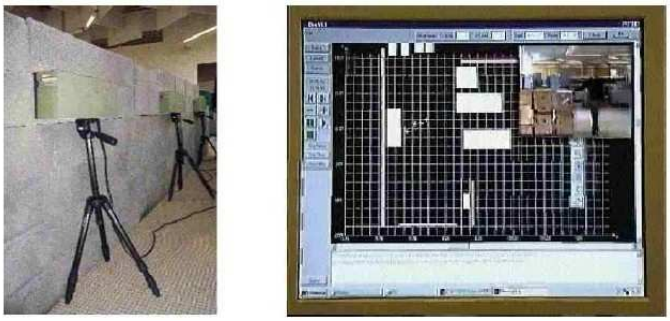

FIGURE 1.36 – Radar CLEO.

Le tableau 1.13 compare de manière synthétique les prototypes de laboratoire. Certaines valeurs sont manquantes compte tenu du peu d'informations que nous avons sur ces systèmes.

Nom du radar	Auteur, Labo.	Année	Techno.	Bande fréquence (GHz)	Résol.	portée (m)
MIR [37]	LLNL	1994	Impulsion ULB	-	-	-
Flashlight [38][39]	E.Greneker, Georgia	2001	CW	10,525	-	5
ULB Radar [40]	Comlab et Defence Canada	2002	ULB	2 - 10	-	-
Akela [41]	A.Hunt	2004	FMCW	0,5 - 2	10 cm	5,5
Radar SFCW [43]	Univ. Manitoba	2004	SFCW	1 - 3	-	-
Probant [44]	SATIMO et Univ.Delf	2005	-	-	-	
Trila. Radar [45]	Univ. Sabenci	2006	ULB	1,85 - 6	-	-
UWBR Radar [46]	A.Boryssenko	2007	ULB	0,5 - 1,5 et 1	-	-
SAR ULB [47]	Univ. Tennesse	2007	ULB	7 - 13	-	-
M-Sque. SAR [49]	M.Aftanas	2008	M sequence	4,5 - 13,5 et 2,25 - 6,75	-	-
Radar balayage [19]	C.Liebe, L3I	2008	Impulsion ULB	3,1 - 6,3	5	5 cm
SIMIS [18]	N.Maaref ONERA et LEAT	2009	FMCW	0,5 - 2 et 2 - 8	20 cm	10
TWI SAR	Univ.Tennesse	2010	ULB	2- 6	5 cm	14 (plâtre) 10 (brique)
MIT Radar [50]	Lincolon du MIT	2010	-	S bande	-	-
IAI [51]	IAI	2010	ULB	-	-	-
CLEO [53]	Thalès Français	-	FMCW	-	-	12

Tableau 1.13 – Comparaison des différents prototypes de laboratoire de vision à travers les murs.

1.3.3 Projets passés ou en cours

Il existe aussi de nombreux laboratoires qui travaillent sur la problématique de vision à travers les murs, sans pour autant réaliser de prototypes. Listons ci-dessous les principaux.

Projet RICANA (*Radar Imaging Challenges And New Approaches*) (2008 - December 2011) [54] est un projet européen financé par le programme FP7-PEOPLE-IOF. Le projet s'intéresse à l'amélioration de l'imagerie radar pour les systèmes GPR et TTW.

Le FOI (Suède) s'intéresse depuis longtemps à la détection à travers les murs. Les études privilégient cependant des fréquences élevées (bande X et spectre millimétrique) de façon à favoriser l'imagerie au détriment de la pénétration dans les murs. Une start-up suédoise CINSIDE de Linköpping a aussi développé un petit détecteur qui, plaqué contre un mur, repère une présence humaine jusqu'à 3 mètres [55].

Le Centre de Recherches pour la Défense Hollandaise du TNO étudie depuis de nombreuses années des radars FMCW autour de 2,4 GHz ou 9,8 GHz et un radar ULB, 0-900 MHz. Ces radars sont à même de détecter l'effet Doppler [56].

L'Université américaine de Villanova (Center for Advanced Communications) se positionne au niveau de la recherche théorique, l'image électromagnétique à travers les murs et les algorithmes de traitement [57][58][59].

Le UWB Russian Group : situé au MAI (Moscow Aviation Institute), développe des radars pour diverses applications telles que la médecine, en détectant les battements du cœur par Doppler ; ou encore la détection d'objets mobiles dans une rue et dans une forêt dense [60].

D'autres pays travaillent sur les technologies TWS. On peut citer le FFI de l'Université d'Oslo (Norvège) qui développe un radar à impulsions [61] ; la société italienne IDS à Pise qui travaille sur un radar FMCW à la fréquence de 2 GHz, en collaboration avec le gouvernement italien [62]. L'Université de Naples travaille sur des méthodes d'échantillonnage dédiées aux radars TWS [63].

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu voir une définition de l'Ultra Large Bande (ULB) et quelques notions théoriques générales sur les radars ULB et leurs diverses applications. Nous nous sommes ensuite focalisés sur les radar ULB de vision à travers les murs. Nous avons ensuite évalué, dans le cas du radar ULB impulsionnel, les deux grandeurs principales d'un radar de vision à travers les murs : la résolution et la portée. Pour finir ce chapitre, un état de l'art des systèmes de radar ULB

(commercialisés ou de laboratoire) pour la vision à travers les murs a été présenté. Ces systèmes ont été comparés en termes de bande fréquentielle, de résolution et de portée. Ce chapitre nous a donné un premier point de vue sur les radars ULB pour la vision à travers les murs, qui nous servira pour le dimensionnement de notre système.

Chapitre 2

Localisation de cibles par trilatération

La détection et la localisation de cibles statiques ou dynamiques derrière un mur ou un obstacle est un domaine de recherche qui a été énormément étudié ces dernières années[18][64][65]. De nombreux débouchés existent, principalement dans les domaines liés à la sécurité civile ou militaire. Pour rendre pleinement opérationnel cette technologie, un système fiable de détection et de localisation est nécessaire. La technologie qui est souvent adoptée est celle des systèmes radar. La localisation de cibles nécessite souvent de représenter l'information sous la forme d'images. Les techniques utilisées pour les construire sont habituellement scindées en deux catégories : les techniques cohérentes et les techniques non-cohérentes.

La plupart des systèmes de radar à travers les murs utilisent des techniques de traitement cohérentes, qui s'appuient sur l'information portée par le signal complexe. Elles nécessitent en général des ressources de calcul importantes. Les techniques non-cohérentes ne nécessitent pas la cohérence de phase entre les différentes unités de radar, elles permettent ainsi de relâcher les contraintes de positionnement du radar et l'exigence de traitement. Les travaux qui vont suivre décrivent une technique non-cohérente de localisation s'appuyant sur la trilatération.

Les techniques de traitement non-cohérentes consistent en deux opérations principales, la mesure de distance et le traitement des données. Les techniques de localisation les plus classiques exploitent :

• des méthodes s'appuyant sur la puissance du signal reçu (*RSSI - Received Signal Strength Indication*) [66] par différents récepteurs. C'est une méthode très souvent utilisée dans les techniques de radio localisation. Elle suppose cependant que le modèle d'atténuation des lieux soit bien connu (ou appris au préalable) pour pouvoir en extraire une distance.

• des méthodes s'appuyant sur la direction d'arrivée des ondes (*AOA - Angle of arrival*) [67], qui estiment l'angle d'arrivée du signal reçu et utilisent des principes géométriques simples pour calculer la position de la cible. Ces méthodes utilisent un réseau d'antennes, dans lequel le temps d'arrivée du signal sur chaque antenne élémentaire peut être connu. Chaque antenne doit être assez « petite »pour pouvoir recevoir le signal séparément. En mesurant le temps d'arrivée du signal

et la phase de chaque élément du réseau d'antennes, il est possible de calculer le chemin de propagation de l'émetteur au récepteur. Avec plusieurs réseaux de capteurs, on peut localiser la cible. Cette technique bien que précise nécessite un matériel coûteux.

• des méthodes s'appuyant sur des mesures temporelles (*TOA - Time of arrival*) [68] ou (*TDoA - Time Difference of arrival*) [69]. La technique de localisation par différence de temps est basée sur la mesure des instants d'arrivée absolus ou les instants de différence des arrivées. Ces temps de propagation peuvent être directement convertis en distance, à l'aide de la vitesse de propagation connue des signaux. Ces méthodes sont très précises lorsque l'emetteur et le récepteur sont en visibilité directe. En revanche, les trajets multiples et les obstacles peuvent provoquer des incertitudes.

2.1 Techniques de mesure de distance par ondes radioélectriques

2.1.1 Received Signal Strength Indication (RSSI)

La distance radar - cible, obtenue par la méthode du RSSI [66] se calcule à partir de la mesure de la puissance reçue. Grâce à l'équation du radar, il est envisageable d'en déduire la distance radar - cible. La puissance reçue par l'antenne réceptrice d'un radar est donnée par l'équation 1.9.

Mais cette technique n'est pas exploitable dans une application de localisation à travers les murs. Outre le fait que la surface efficace de la cible n'est pas connue, le milieu de propagation (le mur) influence grandement la puissance du signal reçu (facteur d'atténuation pouvant varier de 1 à 100 en fonction du type de mur). Aussi toute correspondance distance/puissance est impossible. Notons aussi que lors d'une propagation *indoor*, les trajets multiples viendront modifier la puissance reçue.

2.1.2 Angle of Arrival (AOA)

Dans cette méthode, la distance est obtenue en déterminant la direction de propagation des ondes grâce à un réseau d'antennes [67].

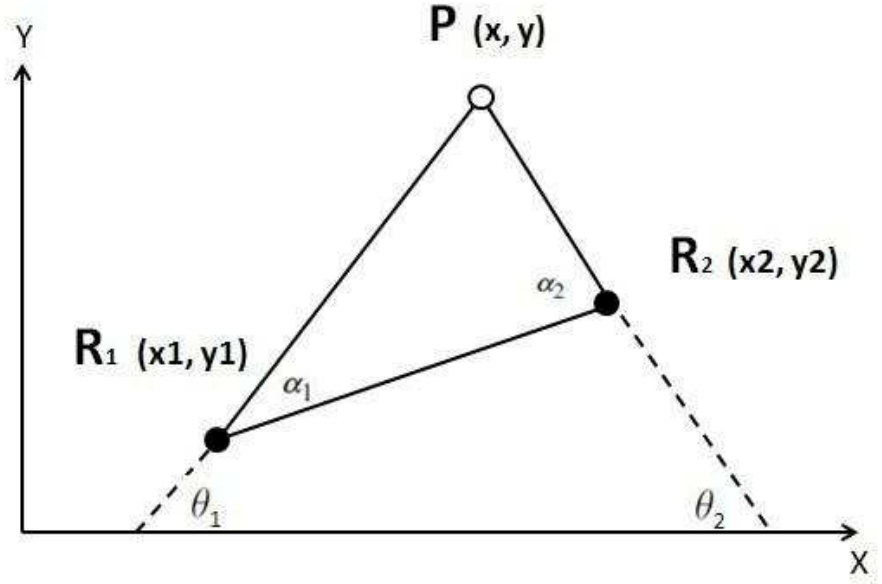

FIGURE 2.1 – Localisation par le mesure d'AOA.

Cette méthode est illustrée sur la figure 2.1. Le point blanc $P(x, y)$ représente la cible à détecter, les capteurs sont représentés par des points noirs $R_i(x_i, y_i)$ avec $i = 1, 2, 3...N$. α_i représente l'angle que fait la direction d'arrivée du signal avec le réseau de capteurs. θ_i est l'angle formé par la cible et le capteur R_i par rapport à l'axe X. Dans un repère cartésien, on exprime cet angle par la relation suivante :

$$tan(\theta_i(P)) = \frac{y - y_i}{x - x_i}, 1 \leqslant i \leqslant n. \tag{2.1}$$

On suppose que la mesure de α_i est entachée d'une erreur ε_i qui peut être modélisée par un bruit additif blanc gaussien [70] de variance σ_i^2 :

$$\alpha_i = \theta_i(P) + \varepsilon_i, 1 \leqslant i \leqslant n \tag{2.2}$$

Si les capteurs de référence sont identiques et sont situés suffisamment proches de la cible à détecter, les variances des erreurs de mesures sont identiques : $\sigma_i^2 = \sigma^2$, $1 \leqslant i \leqslant n$. L'estimateur du maximum de vraisemblance de la localisation de la cible s'exprime alors par :

$$\hat{P}(x, y) = arg\ min \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \frac{(\theta_i(P) - \alpha_i)^2}{\sigma_i^2} \tag{2.3}$$

Ce problème de minimisation non-linéaire peut être résolu par l'algorithme de Newton - Gauss [71]. Si l'erreur de mesure est assez petite, ε_i peut être approximée et exprimée par $sin(\varepsilon_i)$. Dans ce cas, l'équation précédente devient :

$$\hat{P}(x, y) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \frac{(sin^2\theta_i(P) - \alpha_i)}{\sigma_i^2} \tag{2.4}$$

La solution de cette équation peut être calculée analytiquement sous la forme d'un calcul matriciel (cf. Annexe 4).

2.1.3 Time of arrival (TOA)

Cette méthode s'appuie sur la mesure des instants d'arrivée du signal [72]. Ces temps de propagation peuvent être directement traduits en distance en utilisant la vitesse de propagation des signaux. Cette méthode est très précise lorque les signaux se propagent dans des milieux où la vitesse de propagation est connue. Dans notre application, les caractéristiques du mur ne sont jamais parfaitement connues, aussi avec cette méthode il restera toujours une petite imprécision sur la position.

2.1.4 Time difference of arrival (TDOA)

La méthode TOA nécessite une bonne synchronisation entre l'émetteur et le (ou les) récepteur(s), car cette méthode s'appuie sur une référence de temps « absolu ». Il est possible de s'affranchir de ce problème en travaillant avec des différences de temps d'arrivée (TDOA) [72]. Cette méthode consiste à estimer la différence de phase (donc de temps d'arrivée) du signal. Trois mesures de TDOA, résultant de la réception simultanée du signal sur trois récepteurs distincts, sont nécessaires pour calculer la position de la cible. Pour le calcul de TDOA deux approches sont envisageables : en calculant directement la différence des temps d'arrivée ; en corrélant les signaux reçus. Cette dernière solution est moins stricte en termes de synchronisation.

Cette solution est bien adaptée dans les environnements ouverts où le signal se propage en ligne directe. Comme l'approche TOA, elle peut connaître des limites en intérieur à cause des obstacles et des effets de réflexion, réfraction ou diffusion.

2.2 Techniques de localisation

Les techniques les plus classiques de localisation d'une cible utilisent la géométrie des triangles. Parmi ces méthodes, la technique de trilatération et celle de la triangulation sont les plus utilisées. Pour cette dernière, les distances sont calculées à partir des angles observés (AoA), tandis que pour la trilatération, la cible est localisée à partir des distances observées. Cette dernière technique est souvent utilisée dans le domaine de la navigation (en particulier pour le GPS [73]) ou pour la recherche de personne. Dans un espace 2D, deux points de référence sont suffisants pour déterminer la localisation, l'ajout de points de référence permet d'augmenter la précision de la localisation.

Dans le cas de la localisation derrière un mur, la propagation du signal ne s'effectue pas en ligne droite. Ce qui rend délicat l'utilisation de la technique de triangulation. Nous avons donc préféré utiliser les techniques de localisation s'appuyant sur la trilatération.

2.2.1 Problématique de la trilatération

Soit une cible P et trois capteurs A, B, C, dont les positions sont parfaitement connues. Les distances entre la cible et les trois capteurs sont déterminées expérimentalement et valent r_a, r_b et r_c, respectivement. Le problème de la localisation consiste à trouver les coordonnées de la cible P à partir des positions des capteurs et des distances cible-capteurs. La complexité du problème réside dans l'existence systématique d'incertitude de mesures sur les coordonnées des capteurs et sur les distances mesurées (cf. figure 2.2). Celles-ci rendent le problème insolvable analytiquement, nécessitant alors l'utilisation de techniques numériques.

Deux méthodes sont classiquement utilisées pour résoudre ce problème : les méthodes géométriques (analytiques) et les méthodes statistiques (numériques).

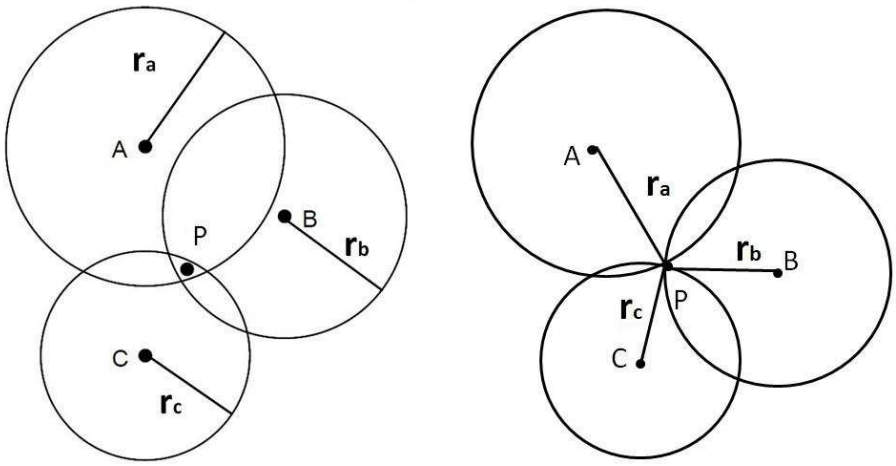

FIGURE 2.2 – Localisation de la cible P, sans incertitude de mesures sur r_a, r_b, r_c (à droite). Localisation de la cible P, avec des incertitude de mesures sur r_a, r_b, r_c (à gauche).

2.2.2 Méthodes géométriques (analytiques)

2.2.2.1 Méthode d'intersections des cercles

Pour illustrer cette méthode, détaillons la méthode géométrique dans le cas simple où il n'y a que 2 récepteurs. L'objectif est de déterminer la zone centrale de l'union de 2 cercles C_A et C_B (cf. figure 2.3), respectivement de centre $A(x_a, y_a)$ et $B(x_b, y_b)$, de rayon r_a et r_b. Ces 2 cercles se coupent en $D(x_d, y_d)$ et $E(x_e, y_e)$. On calcule le barycentre C de la zone commune à C_A et C_B selon la méthode suivante (on suppose $r_a < r_b$ et $A \neq B$).

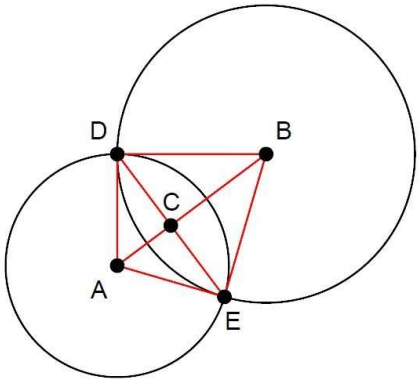

FIGURE 2.3 – Intersection des deux cercles.

Tout d'abord, on calcule la distance $\triangle$ entre les centres des deux cercles :

$$\triangle = \sqrt{(x_b - x_a)^2 + (y_b - y_a)^2}, \tag{2.5}$$

- Si $\triangle > r_b + r_a$ ou $\triangle < r_b - r_a$ les deux cercles A et B sont disjoints.
- Si $r_b - r_a < \triangle < r_b + r_a$, les deux cercles A et B sont sécants en deux points.
- Si $\triangle = r_b + r_a$, les deux cercles sont tangents en un seul point.

Le calcul des coordonnées de $C(x_c, y_c)$ passe par le calcul des distances AC, notée s, BC, notée t, CD et CE notés u.

$$s^2 + u^2 = r_a^2 \tag{2.6}$$

$$t^2 + u^2 = r_b^2 \tag{2.7}$$

La différence des deux équations ci-dessus nous donne :

$$(s - t)(s + t) = r_a^2 - r_b^2 \tag{2.8}$$

Or $t = \triangle - s$, on obtient donc :

$$s = \frac{\triangle^2 + r_a^2 - r_b^2}{2\triangle} \tag{2.9}$$

On obtient ainsi les coordonnées du point $C(x_c, y_c)$, qui est la position estimée de la cible :

$$(x_a + \frac{s \cdot \triangle_x}{\triangle}, y_a + \frac{s \cdot \triangle_y}{\triangle}) \tag{2.10}$$

avec

$$\Delta_x = x_b - x_a \ \ et \ \ \Delta_y = y_b - y_a \tag{2.11}$$

Les coordonnées du point $D(x_d, y_d)$ et $E(x_e, y_e)$ peuvent être aussi calculées :

$$(x_c - \frac{u \cdot \triangle_y}{\triangle}, y_c + \frac{u \cdot \triangle_x}{\triangle}) \tag{2.12}$$

et

$$(x_x + \frac{u \cdot \triangle_y}{\triangle}, y_c - \frac{u \cdot \triangle_x}{\triangle}) \tag{2.13}$$

En pratique, il est très rare de ne disposer que de 2 récepteurs. Souvent les radars bistatiques disposent d'au moins 3 récepteurs ce qui nécessite, pour localiser la cible, de définir la zone d'intersection de trois cercles. La méthode décrite ci-dessous peut être généralisée.

2.2.2.2 Méthode d'intersection par trois cercles

Soient 3 cercles, $C_A(A, r_a)$, $C_B(B, r_b)$ et $C_C(C, r_c)$ dont l'union définit une zone d'intersection, au lieu d'un point unique, du fait des incertitudes de mesures (cf. figure 2.4). L'objectif est de trouver la zone d'intersection (ZI) commune aux trois cercles qui correspond à la localisation de la cible.

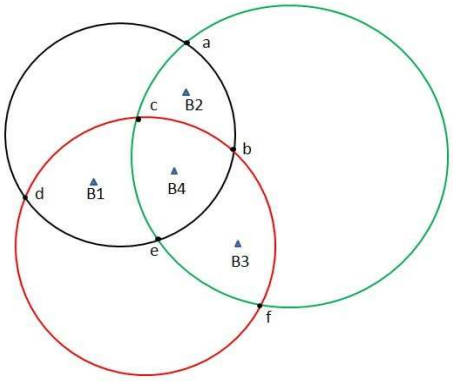

FIGURE 2.4 – B1 : barycentre de la zone d'intersection c,e,d ; B2 : barycentre de la zone d'intersection a,b,c ; B3 : barycentre de la zone d'intersection b,e,f ; B4 : barycentre de la zone d'intersection b,c,e.

La méthode que nous utilisons est illustrée sur la figure 2.5. Elle se base sur le calcul du barycentre de chaque ZI (cf. figure 2.4). Pour déterminer la ZI commune aux trois cercles (c'est à dire la ZI où se trouve la cible), on trace les 4 possibilités de triangle, ayant comme sommet 3 des 4 barycentres (cf. figure 2.5). La ZI recherchée est celle dont le barycentre est inclus dans le triangle défini par les trois autres barycentres. Dans le cas de la figure 2.5, la ZI recherchée est la ZI dont le barycentre est B4 (cas 3), c'est à dire la zone définie par les segments de cercles *cb, be, ec* (cf. figure 2.4).

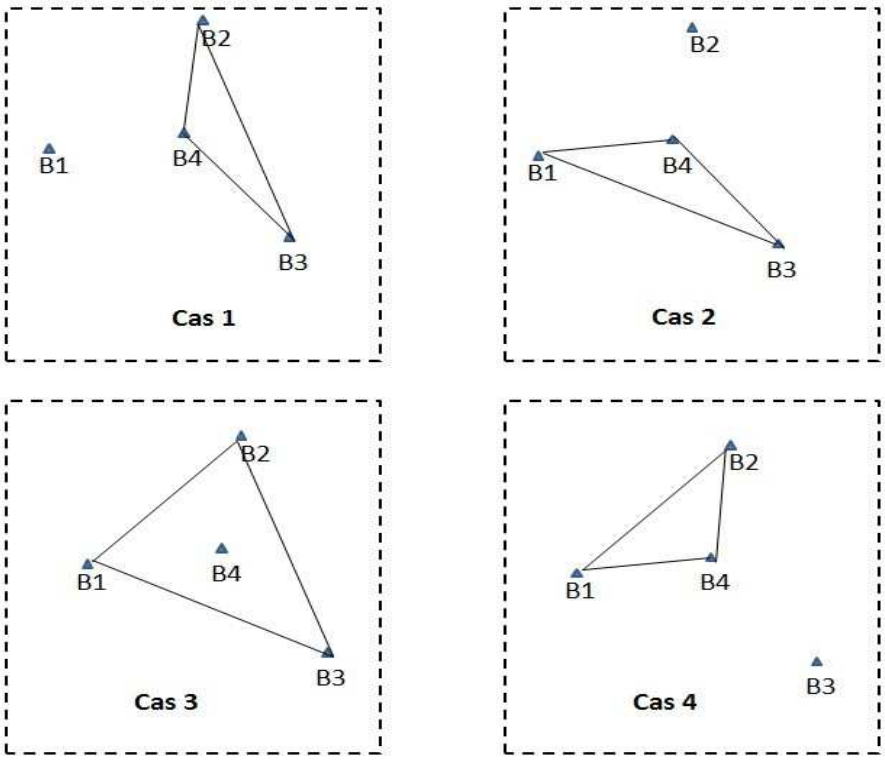

FIGURE 2.5 – Choix de la zone d'intersection de la cible (Cas 3, le B4 est à l'intérieur du triangle formé par B1,B2,B3).

2.2.3 Méthodes statistiques (numériques)

Pour les problèmes non linéaires, les méthodes analytiques ne fonctionnent pas lorsque l'information n'est pas complètement disponible. La présence du mur pose notamment un certain nombre de problèmes lorsque son épaisseur, sa constante diélectrique ou bien l'angle d'incidence du signal ne sont pas connus ou ne peuvent être déterminés. Il est alors nécessaire de se retourner vers des méthodes numériques.

Plusieurs méthodes numériques existent. La plus connue est la méthode de Newton [74]. C'est un algorithme efficace pour trouver une approximation précise d'un zéro (ou racine) d'une fonction réelle d'une variable réelle. L'intérêt principal de l'algorithme de Newton est sa convergence quadratique locale.

Une méthode plus robuste est celle proposée par Brent-Dekker [75]. Il s'agit d'une approche combinant dichotomie, méthode de la sécante et interpolation quadratique inverse. Elle est également plus rapide, et elle se trouve être très précise. Nous avons choisi cette méthode pour résoudre notre problème de localisation non linéaire, elle sera détaillée au § 2.3.2.

2.3 Localisation de cibles avec un radar ULB distribué : principe

2.3.1 Localisation de cibles en espace libre

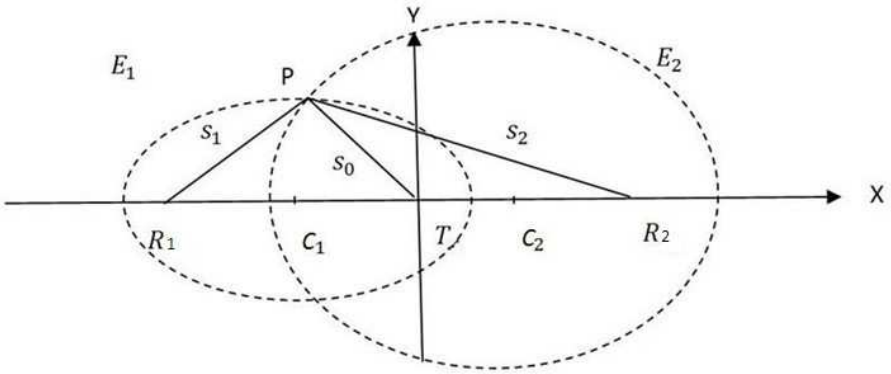

FIGURE 2.6 – Trilatération utilisant un radar ULB distribué.

La figure 2.6 schématise la problématique de la localisation 2D [65]. Le but est de déterminer la position de la cible $P(x, y)$, connaissant la position de l'antenne émettrice $T(x_0, y_0)$, les positions des antennes réceptrices $R_i(x_i, y_i)$ et les distances s_i qui sont les distances cibles - antennes :

$$s_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \tag{2.14}$$

La distance totale, TR_1 en passant par le point P s'exprime par la relation $s_0 + s_1$. Cette distance est égale à deux fois le demi-axe principal a_1 de l'ellipse E_1, qui est formée par le couple (T, R_1). L'écriture de la distance TR_i en passant par le point P se généralise pour chaque antenne réceptrice en prenant en compte les demi-axes des ellipses E_i formées par les couples (T, R_i) :

$$a_i = \frac{s_0 + s_i}{2}, pour\ i = 1, 2, ... \tag{2.15}$$

De plus, $s_0 + s_i = c \cdot TOA$. On note b_i le demi-petit-axe de l'ellipse E_i (axe mineur) et $2e_i$ la distance entre l'antenne émettrice T et l'antenne réceptrice R_i :

$$b_i = \sqrt{a_i^2 - e_i^2}, pour\ i = 1, 2, ... \tag{2.16}$$

En considérant que les coordonnées de l'antenne émettrice T sont $(0, 0)$, les centres des ellipses s'écrivent alors $C_i = (e_i, 0)$ (ou $C_i = (-e_i, 0)$ si l'antenne réceptrice se situe sur l'axe négatif). Les équations des ellipses s'expriment alors par :

$$E_i : \frac{(x + e_i)^2}{a_i^2} + \frac{y^2}{b_i^2} = 1 \tag{2.17}$$

où (x, y) sont les coordonnées de la cible P. L'intersection de 2 ellipses, donne 2 points mais en considérant que la cible se situe obligatoirement pour $y > 0$, le calcul de localisation de la cible peut être simplifié.

Exprimons la position de la cible en fonction des distances s_i. Mettons l'équation 2.14 au carré et soustrayons s_1^2 de s_i^2 pour $i = 2, 3$, on obtient :

$$s_i^2 - s_1^2 = Q_i^2 - Q_1^2 - 2x_{i1}x - 2y_{i1}y \tag{2.18}$$

où

$$\begin{aligned} Q_1 = x_1^2 + y_1^2, \quad & Q_i = x_i^2 + y_i^2 \\ x_{i1} = x_i - x_1, \quad & y_{i1} = y_i - y_1 \\ & pour \;\; i = 2, 3. \end{aligned} \tag{2.19}$$

On réécrit les équations précédentes sous une forme matricielle :

$$WX = \beta \tag{2.20}$$

où

$$W = \begin{bmatrix} x_{21} & y_{21} \\ x_{31} & y_{31} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \beta = \begin{bmatrix} \beta_2^2 \\ \beta_3^2 \end{bmatrix}, \beta_i^2 = \frac{d_1^2 - d_i^2 - Q_1^2 + Q_1^2}{2}, \quad i = 2, 3. \tag{2.21}$$

S'il y a au moins une antenne qui ne se situe pas sur la même ligne que les autres antennes, W devient non-singulière. Les coordonnées de la cible sont données par :

$$X = W^{-1}\beta \tag{2.22}$$

Dans notre application, nous n'avons jamais accès directement à la distance s_i. Aussi pour calculer β, on détermine expérimentalement $\hat{s_i} = s_0 + s_i$ (pour $i = 1, 2$), grâce à la mesure du temps τ_i de propagation du signal entre l'antenne émettrice et la cible ainsi que la distance cible et l'antenne réceptrice :

$$\hat{s_i} = \frac{c\tau_i}{2} \tag{2.23}$$

Dans le cas réel, les antennes émettrices et les antennes réceptrices ne sont pas alignées, donc les équations d'ellipses sont plus compliquées, mais leurs points d'intersection peuvent toujours être calculés analytiquement.

2.3.2 Localisation de cibles derrière un mur

La présence du mur va changer la direction par rapport à l'espace libre, la puissance et la vitesse de propagation du signal. Trois phénomènes se produisent lorsque le signal traverse une couche de constante diélectrique différente de l'air : la diffraction, la réflexion et la réfraction (cf. figure 2.7).

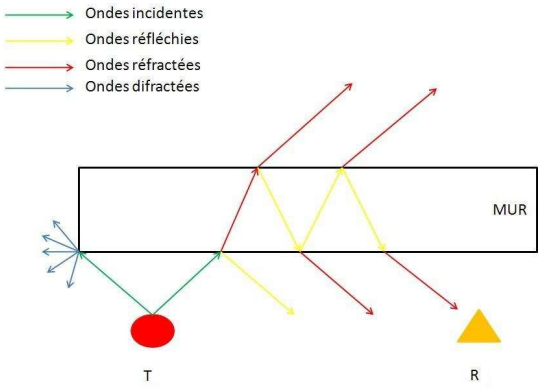

FIGURE 2.7 – Phénomène de propagation des signaux dans un mur.

Nous avons pris en compte la présence du mur lors de la propagation du signal, en tenant compte uniquement des aspects de réfraction comme cela est illustré sur la figure 2.8.

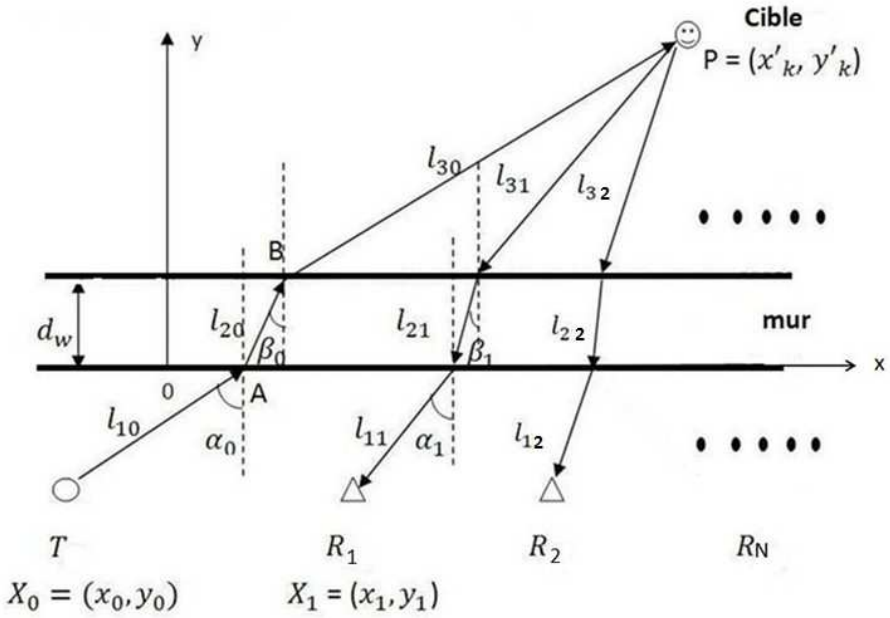

FIGURE 2.8 – Géométrie de propagation du signal avec la présence du mur.

La composition du mur, sa constante diélectrique (ϵ), son épaisseur (d_w), ainsi que l'angle d'incidence du signal (α_i), affectent les caractéristiques du signal. D'une part, en modifiant la vitesse du signal qui se propage à travers le mur :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}, \tag{2.24}$$

où c est la vitesse de propagation de la lumière en espace libre ; d'autre part, en

modifiant l'angle de réfraction du signal à l'interface air/mur (loi de Snell).

$$sin\beta_i = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} sin\alpha_i, \tag{2.25}$$

où β_i l'angle de réfracté (cf. figure 2.8).

Considérant :

• un mur uniforme d'épaisseur d_w et de constante diélectrique ϵ ;

• un radar distribué composé d'une antenne émettrice T et de N antennes réceptrices R_N dont les coordonnées sont notées $(x_i, y_i)_{i=0,1,2...N}$;

• de K cibles dont les coordonnées sont notées $(x'_k, y'_k)_{k=0,1,2...N}$.

La figure 2.8 illustre les trajets que parcourt l'onde. Le signal passe par trois couches de milieux différents : air - mur - air. Un trajet complet est composé de deux sous-trajets :

• un sous-trajet de propagation de l'antenne émettrice vers la cible qui est divisé en trois parties respectivement : l_{1i} (l'antenne émettrice au plan critique du mur), l_{2i} (trajet dans le mur), l_{3i} (du plan critique de l'autre coté du mur à la cible) ;

• un sous-trajet de propagation de la cible vers l'antenne réceptrice (trajet retour) découpé aussi en trois parties comme précédemment : $l_{1(i+1)}$, $l_{2(i+1)}$, $l_{3(i+1)}$.

Les longueurs des différents trajets s'expriment aisément :

$$l_{1i} = \frac{-y_i}{cos\alpha_i}, l_{2i} = \frac{d_w}{cos\beta_i}, l_{3i} = \frac{y'_k - d_w}{cos\alpha_i}, \ \ avec \ \ i = 0, 1, 2, ... \tag{2.26}$$

Pour calculer ces longueurs, il faut au préalable déterminer l'angle α_i. Les coordonnées du point A sont $(x_i - y_i tan\alpha_i, 0)$. Grâce au théorème d'Al-Kashi (loi des cosinus), on obtient une relation liant les trois sommets du triangle $\widehat{ABP}$:

$$AP^2 = AB^2 + BP^2 - 2AB \cdot BP \cdot cos(\widehat{AB, BP}) \tag{2.27}$$

soit

$$(x'_k - (x_i - y_i tan\alpha_i, 0))^2 + (y'_k)^2 = l_{2i}^2 + l_{3i}^2 - 2l_{2i}l_{3i}cos(\pi + \beta_i - \alpha_i) \tag{2.28}$$

α_i est donc solution de l'équation : $f_{T,P,d_w,\epsilon}(\alpha_i) = 0$, avec

$$f_{T,P,d_w,\epsilon}(\alpha_i) = (x'_k - (x_i - y_i tan\alpha_i, 0))^2 + (y'_k)^2 - l_{2i}^2 - l_{3i}^2 + 2l_{2i}l_{3i}cos(\pi + \beta_i - \alpha_i) \tag{2.29}$$

Cette équation ne pouvant pas se résoudre analytiquement, nous allons utiliser une méthode numérique itérative. Nous avons choisi la méthode de Brent-Dekker car elle est fiable (convergence aussurée si f est continue sur [a, b] contenant la solution), rapide (entre linéaire et quadratique) et ne nécessite pas la connaissance de la dérivée f'. Il s'agit d'une méthode hybride de résolution numérique d'une équation de type $f(x) = 0$ sur un segment [a, b], combinant les méthodes de résolution par interpolation quadratique, de la sécante et de la bissection (dichotomie). On applique cette méthode à la résolution de l'équation 2.29 $f_{T,P,d_w,\epsilon}(\alpha_i) = 0$, en utilisant comme intervalle de départ l'intervalle $[tan^{-1}(\frac{x'_k - x_0}{y'_k - y_0}), tan^{-1}(\frac{x'_k - x_0}{d_w - y_0})]$ dont on

vérifie facilement et géométriquement qu'il contient bien la solution α_i de l'équation. Nous obtenons alors la solution α_i en moins d'une dizaine d'itérations pour une précision absolue demandée de 10^{-10}.

On suppose que la cible P se situe initialement à (x'_0, y'_0), et que le signal se propageant de l'antenne émettrice à la cible, est réfléchi par la cible, puis reçu par l'antenne réceptrice R_i. Les positions des antennes $(x_i, y_i)_{i=0,1,2...N}$ sont considérées connues comme la constante diélectrique ϵ et l'épaisseur du mur d_w. Les temps de propagation du signal τ_{0i} entre antenne émettrice, cible et chaque antenne réceptrice sont mesurés. Compte tenu de ces données, il faut déterminer les positions des cibles (x'_k, y'_k). En utilisant les équations 2.26 et 2.28, le temps de propagation que met le signal pour aller de l'antenne émettrice à la cible, puis à l'antenne réceptrice, peut s'exprimer par :

$$\tau_{0i} = \frac{l_{10}}{c} + \frac{l_{20}}{\frac{c}{\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}}} + \frac{l_{30}}{c} + \frac{l_{1i}}{c} + \frac{l_{2i}}{\frac{c}{\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}}} + \frac{l_{3i}}{c}, \ \ avec \ i = 1, 2, 3... \tag{2.30}$$

Vu qu'on ne connait pas l'angle d'incidence α_i, dans la mesure où on ne sait pas où se trouve la cible, il est impossible de calculer directement le temps de propagation complet du signal. Aussi la méthode utilisée va consister à estimer ce temps de propagation en se basant sur une approximation de ce temps, puis à minimiser l'erreur entre le temps approximé et le temps réel. Pour initialiser ce problème d'optimisation, nous allons considérer que le temps de propagation, au départ, est proche du temps de propagation en espace libre. Donc la distance de propagation perçue est :

$$d_0 = c\tau_{0i} = l_{10} + l_{20}\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} + l_{30} + l_{1i} + l_{2i}\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} + l_{3i} \tag{2.31}$$

La solution du problème, revient à résoudre « au mieux », au sens des moindres carrés en minimisant la somme des écarts entre les distances mesurées et les distances calculées. Cela revient à minimiser la grandeur q :

$$q = \sum_{i=1}^{\infty}(d_0 - (l_{k10} + l_{k20}\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} + l_{k30} + l_{k1i} + l_{k2i}\sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} + l_{k3i}))^2 \tag{2.32}$$

Il s'agit d'un problème d'optimisation non-linéaire sur un demi-plan de $\Re^2$ défini par $\{(x'_k, y'_k) \in \Re^2 / y'_k \geq d_w\}$. Compte tenu du nombre d'inconnues et de l'origine du problème, il faut au minimum N = 2 mesures pour déterminer une solution (x'_k, y'_k) valide ; plus N sera grand, plus cette solution aura des chances d'être fiable.

Pour résoudre ce problème d'optimisation non-linéaire, nous avons utilisé la librairie open source **SolvOpt**, qui fournit une mise en œuvre en C ou Matlab de l'algorithme de **Shor** (Shor's r-algorithm) [76]. C'est un algorithme de minimisation hybride entre celui de la plus forte descente (*steepest descent*) et celui du gradient conjugué, dont la direction de descente est calculée par différence de deux sous-gradients consécutifs avec dilatation spatiale. Il est réputé pour fournir

de bons résultats lorsque la fonction q n'est pas régulière et lorsque le domaine de recherche est non borné et ne nécessite pas le calcul des différentielles de la fonction q.

Pour initialiser l'algorithme itératif, il faut fournir un point de départ appartenant au domaine de recherche ($y'_k \geq d_w$). On constate expérimentalement qu'en prenant $(0, 2d_w)$ comme point de départ, l'algorithme converge lors de nos différents essais en quelques dizaines d'itérations pour une erreur relative fixée à 10^{-6}.

La vitesse de convergence de cette méthode dépend de l'écart qui existe entre la solution finale et la valeur initiale utilisée. Le choix de la valeur initiale peut être déterminée empiriquement, en considérant un radar, sans mur et avec une cible en visibilité directe.

2.3.2.1 Intégration de la méthode de Brent-Dekker dans l'algorithme de localisation par trilatération

L'algorithme de trilatération dans lequel a été intégrée la méthode de convergence de Brent-Dekker a été programmé en C++. En annexe 5 sont données les organigrammes des différents programmes réalisés. Le programme développé a deux modes de fonctionnement. Un mode simulation, qui permet de calculer les distances « antenne émettrice - cible - antenne réceptrice », connaissant les coordonnées des antennes, celles de la cible, et les caractéristiques du mur. Un mode trilatération qui donne les coordonnées estimées de la cible, connaissant les distances « antenne émettrice - cible - antenne réceptrice », les coordonnées des antennes et les caractéristiques du mur.

Pour valider le programme, nous avons simulé la scène représentée sur la figure 2.9. Une cible en (0 cm, 120 cm) est positionnée derrière un mur. Ce mur est considéré comme un milieu homogène d'épaisseur 7,4 cm, et de constante diélectrique 4,37. Le dispositif de localisation est constitué de 3 antennes réceptrices situées en (40 cm, 0 cm), (-40 cm, 0 cm) et (-80 cm, 0 cm) et d'une antenne émettrice située en (0 cm, 0 cm).

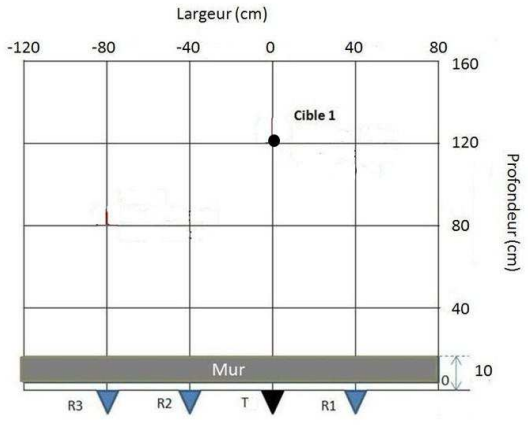

FIGURE 2.9 – Configuration de la scène simulée.

Tout d'abord, nous avons validé le programme dans le cas où il n'y a pas de mur. Pour ce faire, nous avons calculé analytiquement la distance que parcourt l'onde lorsqu'elle part de l'antenne émettrice et qu'elle arrive à chacune des antennes réceptrices, en étant réfléchie par la cible. Ces 3 distances (une pour chaque antenne réceptrice) valent respectivement $d_1 = d_2 = 246,4cm$ et $d_3 = 264,2cm$. Ces trois distances sont injectées dans le programme de trilatération. Après 19 itérations et avec une erreur moyenne quadratique de $0,00034$, les coordonnées de la cible sont estimées à $(-0,0009cm, 119,9cm)$.

La même démarche a été suivie pour le cas avec mur. Nous avons calculé numériquement par le programme développé $d_1 = d_2 = 262,8cm$ et $d_3 = 281,0cm$. Après 24 itérations et avec une erreur moyenne quadratique de $0,001$, les coordonnées de la cible sont estimées à : $(-0,003cm, 120,0cm)$.

Ces résultats de simulations permettent de valider la méthode de résolution numérique (méthode de Brent) de localisation d'une cible par la technique de trilatération.

2.4 Localisation d'une cible avec un radar ULB distribué : expérimentation

Cette section décrit un système de détection et de localisation de cibles derrière un mur. Ce système s'appuie sur un radar distribué en onde ULB utilisant un algorithme de trilatération pour la localisation. Avant de décrire le système complet, nous détaillons quelques techniques de traitement du signal sur les signaux ULB acquis directement en sortie de l'antenne de réception.

2.4.1 Pré-traitement du signal ULB pour l'algorithme de trilatération

Pour appliquer l'algorithme de trilatération, il faut au préalable mettre en forme les signaux issus des antennes de réception. Les traitements nécessaires sont :

- améliorer le rapport signal sur bruit (S/B) ;
- extraire l'enveloppe du signal ;
- déterminer le temps de propagation.

Une fois le temps de propagation connu, on utilise l'algorithme de trilatération pour localiser les cibles.

2.4.1.1 Système d'acquisition

La chaine d'acquisition des signaux est constituée d'un émetteur ULB pulson 201, qui émet un pulse, dont l'allure temporelle est représentée sur la figure 2.25, et d'une antenne de réception reliée à un oscilloscope large bande (les caractéristiques de ces éléments sont détaillés au paragraphe 2.4.3).

Les conditions d'acquisition des signaux sont présentées sur la figure 2.10. La figure 2.11 représente un signal brut, mesuré directement en sortie de l'antenne via l'oscilloscope. Un tel signal sans un minimum de traitement est totalement inutilisable.

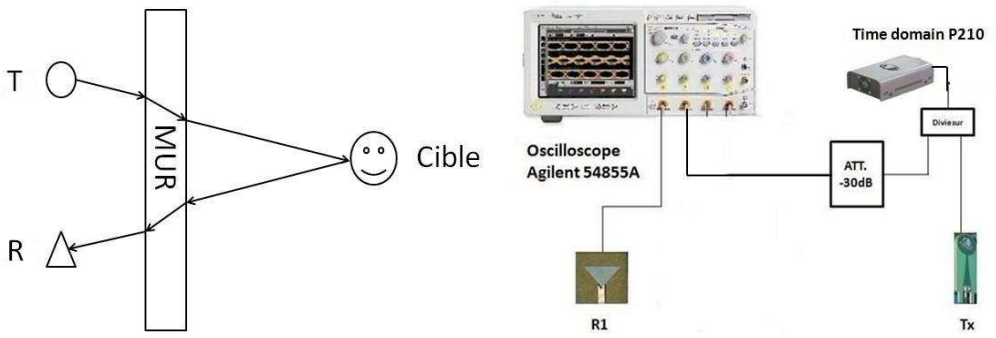

FIGURE 2.10 – Système d'acquisition.

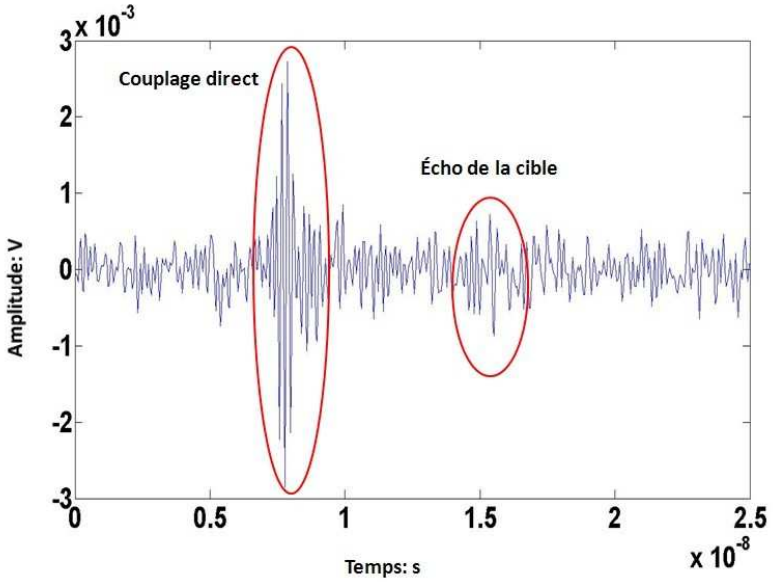

FIGURE 2.11 – Signal « brut »mesuré par l'oscilloscope.

2.4.1.2 Méthode de moyennage

Le premier traitement doit permettre d'améliorer le rapport signal sur bruit. La méthode la plus simple consiste à faire un moyennage de plusieurs acquisitions. Les figures suivantes représentent l'amélioration du S/B pour différentes moyennes réalisées directement par l'oscilloscope (4, 16, 64, 256). On voit très nettement apparaître l'écho de la cible à partir d'un moyennage sur 16 signaux.

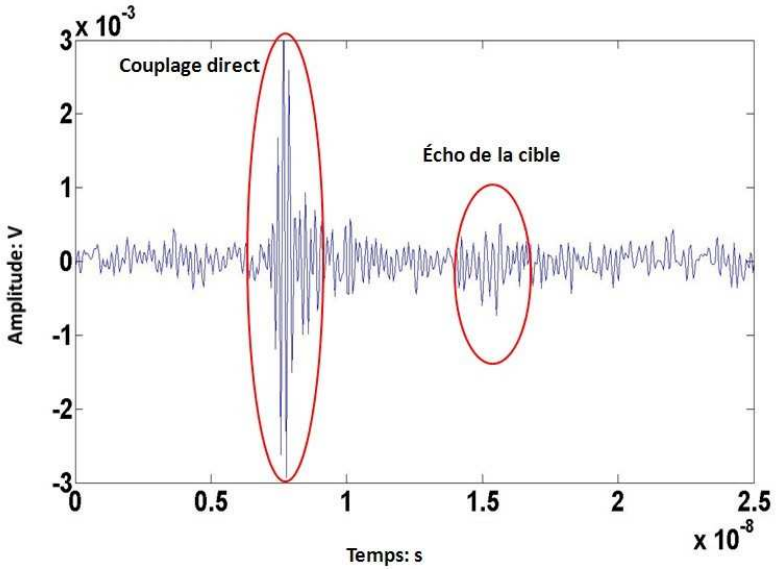

FIGURE 2.12 – Signal après traitement par moyennage de plusieurs acquisitions (moyenne de 4).

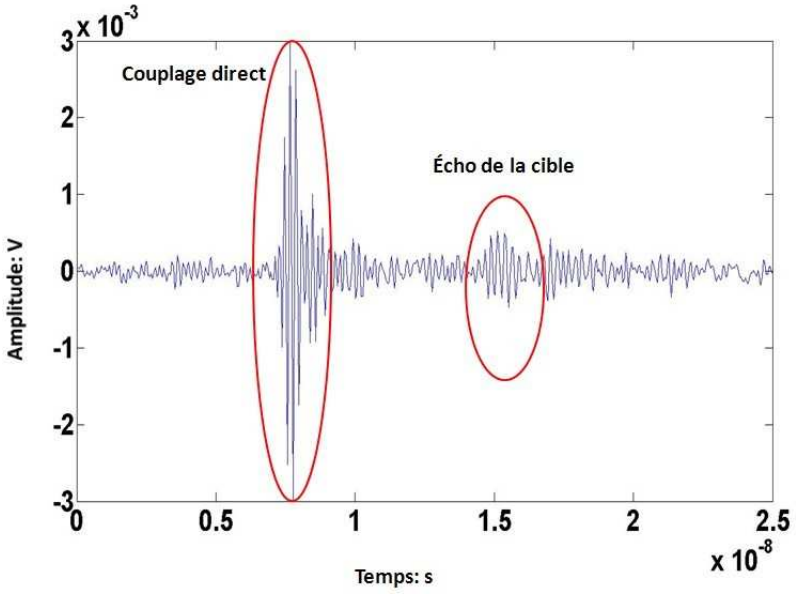

FIGURE 2.13 – Signal après traitement par moyennage de plusieurs acquisitions (moyenne de 16).

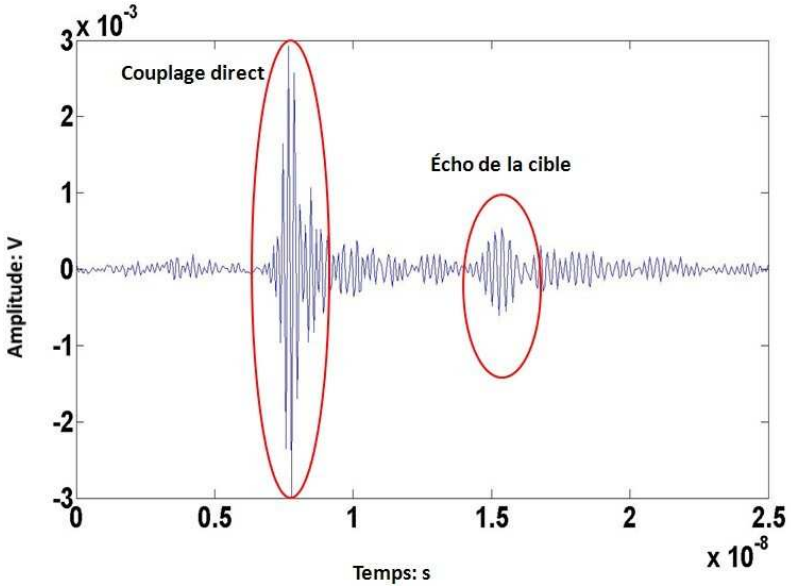

FIGURE 2.14 – Signal après traitement par moyennage de plusieurs acquisitions (moyenne de 64).

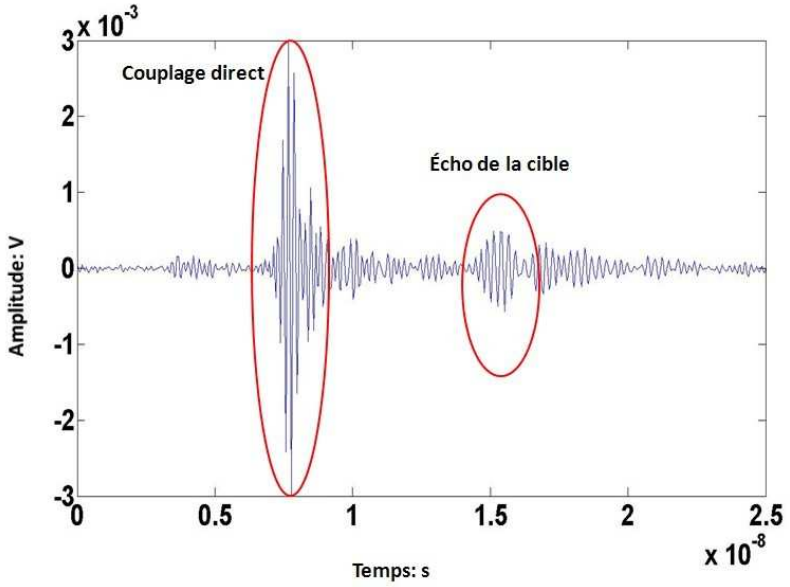

FIGURE 2.15 – Signal après traitement par moyennage de plusieurs acquisitions (moyenne de 256).

Compte-tenu du fait que l'amplitude du couplage direct est beaucoup plus importante que celui de l'écho de la cible, dans la suite des traitements et des algorithmes proposés, nous ne gardons que la partie du signal liée à l'écho de la cible afin d'éviter un « écrasement »de cet écho. La figure 2.16 représente le signal reçu avec une moyenne de 256 où le couplage direct a été enlevé, par soustraction avec un signal de référence sans cible.

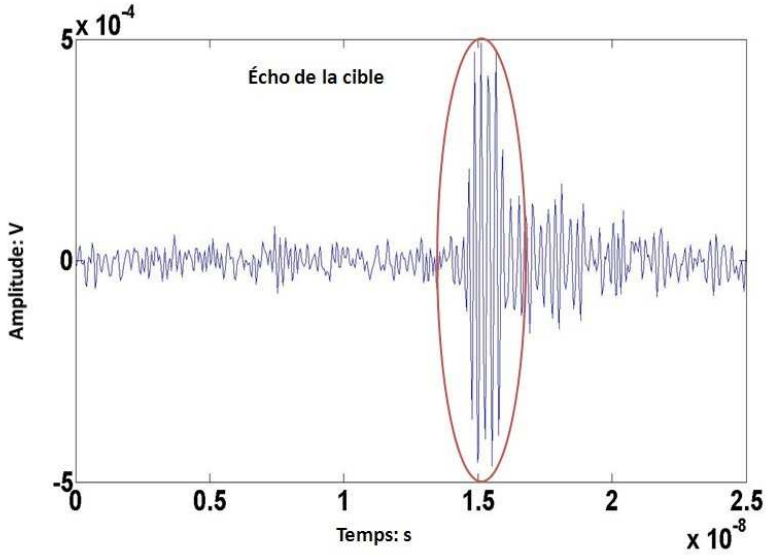

FIGURE 2.16 – Signal après traitement par moyennage de 256 signaux et couplage direct supprimé).

2.4.1.3 Transformée de Hilbert

La transformée de Hilbert [77] a été ensuite appliquée, afin de « démoduler »le signal, pour ne récupérer que son enveloppe. On note H la transformée de Hilbert d'une fonction à variable réelle. La transformée de Hilbert du signal $s(t)$ est obtenue par convolution du signal $s(t)$ avec $\frac{1}{\pi t}$, et est notée $\hat{s}(t)$. La transformée de Hilbert $\hat{s}(t)$ peut être interprétée comme la sortie d'un système linéaire invariant de réponse impulsionnelle $\frac{1}{\pi t}$, excité par l'entrée $s(t)$. C'est un outil mahtématique très utilisé en théorie du signal pour décrire l'enveloppe complexe d'une grandeur réelle modulée par un signal. La transformée de Hilbert est définie comme :

$$\hat{s}(t) = H\{s\} = (h * s)(t) = vp\{\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t-\tau)d\tau\} = \frac{1}{\pi}vp\{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau}d\tau\}, \quad (2.33)$$

où

$$h(t) = \frac{1}{\pi t}, \quad (2.34)$$

et

$$vp\{\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t-\tau)d\tau\} = \lim_{\epsilon\to 0}\{\int_{-\infty}^{t-\epsilon} s(\tau)h(t-\tau)d\tau + \int_{t+\epsilon}^{+\infty} s(\tau)h(t-\tau)d\tau\}, \quad (2.35)$$

vp étant la valeur principale de *Cauchy* [78].

La réponse fréquentielle de la transformation de Hilbert est obtenue par sa transformée de Fourier [79] :

$$H(\omega) = F\{h\}(\omega) = -i * sgn(\omega), \quad (2.36)$$

où $F\{h\}$ désigne la transformée de Fourier de h, et ω la fréquence angulaire, avec

$$sgn(\omega) = \begin{cases} 1, & si\ \omega > 0 \\ 0, & si\ \omega = 0 \\ -1, & si\ \omega < 0 \end{cases} \cdot \tag{2.37}$$

Ainsi : $F\{\hat{s}\}(\omega) = H(\omega) \times F(\omega)$. La transformée de Hilbert a pour effet de tourner de $+90°$ la composante négative de $s(t)$ et de $-90°$ sa composante positive.

La transformée de Hilbert, via le signal analytique, permet d'extraire les phases instantanées des signaux modulés et d'obtenir leur enveloppe (module du signal analytique). On peut alors extraire le pic principal de l'écho, pour estimer précisément sa position temporelle. La figure 2.17 est le résultat du calcul de l'enveloppe du signal de la figure 2.16.

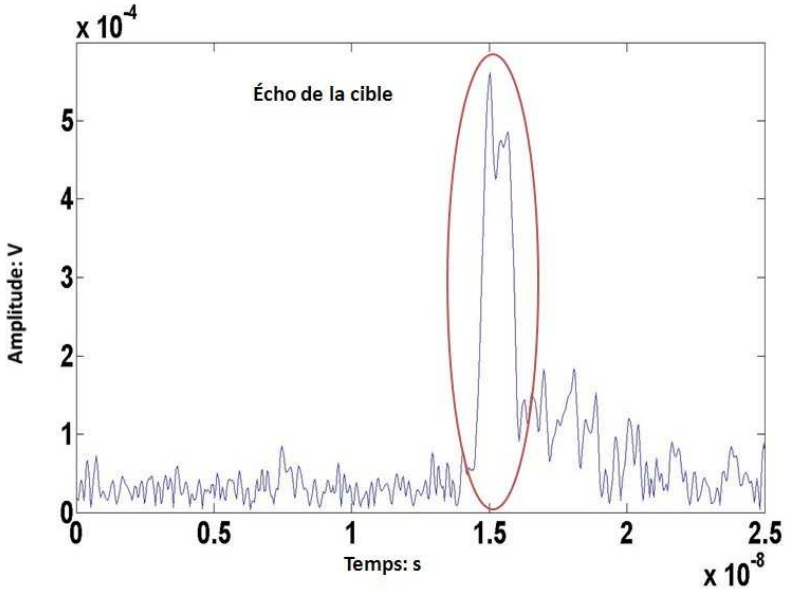

FIGURE 2.17 – Enveloppe du signal modulé de la figure 2.16.

A l'issue de ces traitements, le pic du signal de la cible apparaît clairement, ce qui permet de déterminer le temps de propagation du signal. Cependant le premier traitement correspondant au moyennage est relativement long (il dépend du nombre de signaux moyennés) et est donc difficilement compatible avec un traitement en temps réel. Aussi, nous avons proposé une autre méthode pour extraire le signal du bruit à l'aide d'une technique s'appuyant sur le calcul des moments d'ordre supérieur (MOS).

2.4.1.4 Moments d'ordre supérieur

L'algorithme des moments d'ordre supérieur (MOS) [80] est une solution permettant d'extraire les échos correspondant aux cibles dans un signal bruité (la densité de probabilité du bruit doit suivre quant à elle une distribution gaussienne). L'algorithme MOS utilise les moments d'ordre 4 pour supprimer le bruit

et faire ressortir l'information utile du signal. Appliqué par Elhillali Y. [81] dans le cadre de la détection d'obstacles, il est censé donner de meilleurs résultats que les techniques classiques de corrélation ou de moyennage, en termes de précision, de qualité de distinction de cibles et de temps de traitement.

Les équations à implémenter sont exprimées dans [80]. L'algorithme consiste à corréler les signaux entre eux. En lieu et place du produit et de l'intégration nous appliquons la formule des cumulants.

$$J_{1N}(N) = \frac{|\widehat{cum}_{4N}\{x(k-n), x(k-n), y(k), y(k)\}|}{\sqrt{|\widehat{cum}_{4N}\{x(k)\}||\widehat{cum}_{4N}\{y(k)\}|}} \tag{2.38}$$

avec :

$$\begin{aligned}\widehat{cum}_{4N}\{x(k-n), x(k-n), y(k), y(k)\} \cong & \tfrac{1}{N}\textstyle\sum_{k=1}^{N} x^2(k-n)y^2(k) \\ & -2[\tfrac{1}{N}\textstyle\sum_{k=1}^{2} x(k-n)y(k)]^2 \\ & -[\tfrac{1}{N}\textstyle\sum_{k=1}^{N} x^2(k)][\tfrac{1}{N}\textstyle\sum_{k=1}^{N} y^2(k)]\end{aligned} \tag{2.39}$$

$$\widehat{cum}_{4N}\{x(k)\} \cong R_{4N}\{x\} - 3[R_{2N}\{x\}]^2 \tag{2.40}$$

$$R_{jN}\{x\} \cong \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x^j(k) \tag{2.41}$$

où N représente le nombre d'échantillons du signal, $x(k)$ correspond au signal de référence, $y(k)$ correspond au signal reçu et n est le pas d'échantillonnage. Les valeurs du signal sont centrées. Le principe sur lequel s'appuie cet algorithme est une corrélation normalisée d'ordre 4.

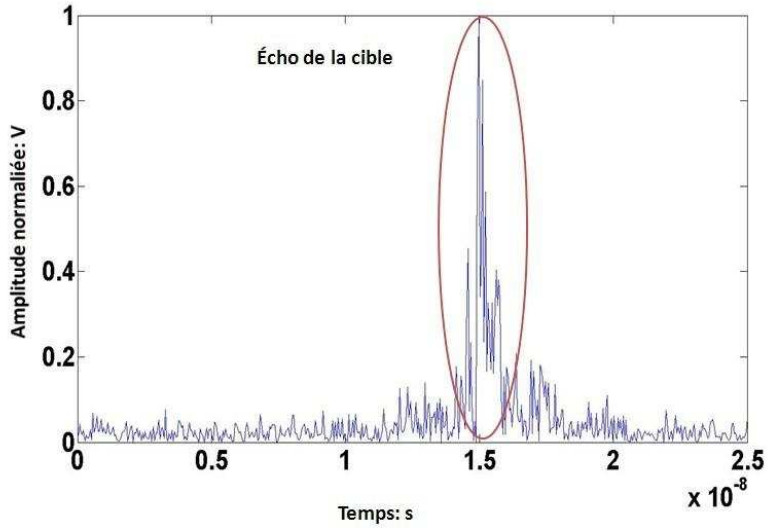

FIGURE 2.18 – Signal de la figure 2.12 après traitement par l'algorithme MOS d'ordre 4 et après suppression du couplage direct.

Si l'on prend l'hypothèse que le bruit est indépendant du signal, et puisque la densité de probabilité du bruit est considérée comme gaussienne de moyenne nulle,

les cumulants d'ordre supérieur à deux seront ceux du signal car les cumulants du signal gaussien sont nuls. On peut ainsi étudier, à travers la corrélation normalisée d'ordre 4, les caractéristiques du signal malgré la présence du bruit additif gaussien [80].

La figure 2.18, représente le signal de la figure 2.12 (signal moyenné sur 4 acquisitions) après application de l'algorithme MOS. La partie correspondant au couplage direct a été supprimée. Le pic représentant à l'écho se voit maintenant distinctement. Le niveau du bruit est tel qu'un niveau de seuil peut être défini sans ambiguïté. Nous pouvons néanmoins observer une modification des rapports de grandeur des pics entre eux. Cette modification aura un impact important lors de l'utilisation de la trilatération et sur l'image résultante de la rétroprojection (cf. Chapitre 3).

Comparée à l'utilisation de la méthode de Hilbert, la corrélation normalisée d'ordre 4 supprime bien l'influence du bruit gaussien, ce qui a pour effet d'augmenter le rapport signal sur bruit. La figure 2.18 (couplage direct supprimé) montre que l'écho de la cible est beaucoup plus visible que sur le figure 2.17.

En plus d'obtenir un ratio signal sur bruit meilleur, le pic de détection après l'application de l'algorithme MOS est plus net que celui obtenu par la transformée de Hilbert. Grâce à ces deux avantages, la mesure du temps de propagation du signal est plus précise avec cet algorithme.

2.4.1.5 Technique de calibrage temporel

La connaissance du temps de propagation du signal sur le trajet antenne émettrice - cible - antenne réceptrice permet de déterminer la distance cible - radar et donc la position de la cible à détecter. Des signaux obtenus sur les antennes, est déduit l'instant d'arrivée des échos réfléchis par la cible. Il reste à déterminer le moment où l'impulsion est émise par l'antenne. A partir de ces deux instants (départ et arrivée), il est possible de mesurer le temps de propagation du signal. Deux méthodes sont envisageables pour mesurer ce temps.

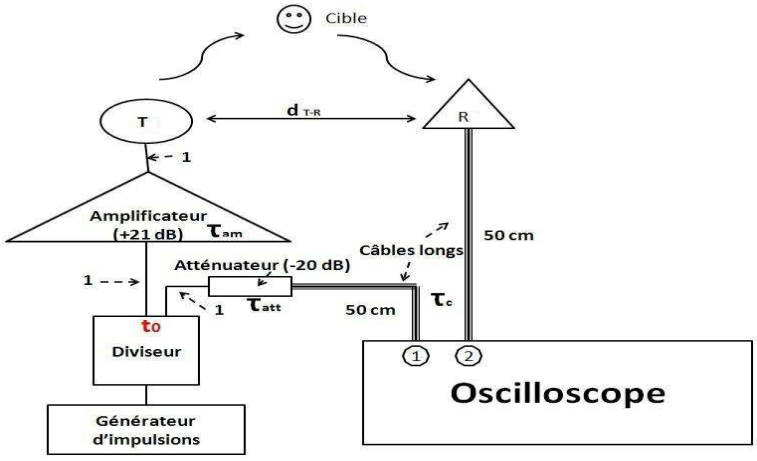

FIGURE 2.19 – Détails de la chaine d'acquisition.

La première méthode consiste à récupérer directement le signal émis par le générateur en établissant une liaison directe entre le générateur d'impulsions et une voie de l'oscilloscope (cf. figure 2.19). Pour connaître l'instant d'émission exacte du signal par l'antenne, il est nécessaire de tenir compte de tous les retards introduits par les composants (câble, amplificateur, atténuateur...). La figure 2.19 reprend en détail la chaîne d'acquisition. Le label 1 représente les liaisons très courtes, où le temps de propagation n'a pas été pris en compte. En revanche, les temps de propagation dans l'atténuateur, l'amplificateur et les câbles de 50 cm sont pris en compte.

À partir du point t_0, il existe 2 chemins de propagation possibles pour le signal :

Chemin $n°1$: t_0 - atténuateur - câble long - oscilloscope (voie 1).

Chemin $n°2$: t_0 - amplificateur - T - cible - R - câble long - oscilloscope (voie 2).

On note :

τ_{amp} : temps de propagation du signal dans l'amplificateur ;

τ_{att} : temps de propagation du signal dans l'atténuateur ;

τ_{cable} : temps de propagation du signal dans le câble 50 cm ;

t_{propa} : temps de propagation du signal T - cible - R.

t_{arrive_1} : temps mesuré sur la voie 1 de l'oscilloscope ;

t_{arrive_2} : temps mesuré sur la voie 2 de l'oscilloscope ;

Pour le chemin $n°1$:

$$t_{arrive_1} - t_0 = \tau_{att} + \tau_{cable} \tag{2.42}$$

Pour le chemin $n°2$:

$$t_{arrive_2} - t_0 = \tau_{amp} + t_{propa} + \tau_{cable} \tag{2.43}$$

La soustraction de ces deux équations donne :

$$t_{arrive_2} - t_{arrive_1} = \tau_{amp} + t_{propa} - \tau_{att} \tag{2.44}$$

avec

$$t_{deca} = t_{arrive_2} - t_{arrive_1} \tag{2.45}$$

Finalement le temps de propagation du signal émetteur - cible - récepteur s'exprime par :

$$t_{propa} = t_{deca} + \tau_{att} - \tau_{amp} \tag{2.46}$$

Cette méthode est illustrée sur la figure 2.20, où l'on trouve un temps de propagation de 15,1 ns, pour un τ_{amp} (+21 dB) = 0,45 ns, et τ_{att} (-20 dB) = 0,1 ns. L'inconvénient de cette approche est la nécessité de connaître précisement les temps de propagation dans les composants.

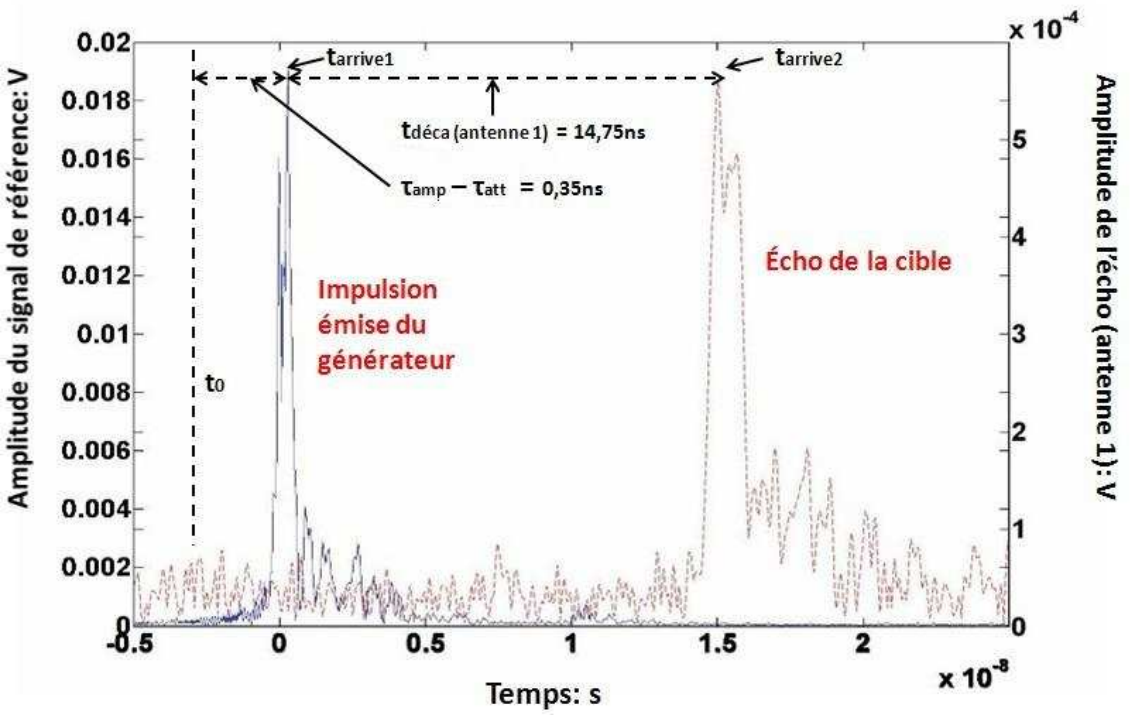

FIGURE 2.20 – Temps de propagation du signal mesuré avec la première méthode (les échos du mur et d'anntenne émettrice en liaison directe sont soustraits).

La deuxième méthode s'appuie sur la mesure de la distance d_{T-R}, entre l'émetteur et le récepteur (couplage direct, cf. figure 2.19). La connaissance de cette distance donne le temps de propagation direct $t_{propa_{direct}}$ entre l'émetteur et le récepteur : $t_{propa_{direct}} = \frac{d_{T-R}}{c}$. Connaissant l'instant d'arrivée du signal sur l'oscilloscope, $t_{couplage_{direct}}$, on peut déduire l'instant d'émission du signal : $t_0 = t_{couplage_{direct}} - t_{propa_{direct}}$.

On note $t_{echo_{cible}}$ l'instant d'arrivée du signal ayant suivi la trajectoire émetteur - cible - récepteur. Le temps de propagation pour ce parcours émetteur - cible - récepteur s'exprime par :

$$t_{propa_{complet}} = t_{echo_{cible}} - t_0 \tag{2.47}$$

Cette méthode est illustrée par la figure 2.21. La distance d_{T-R} vaut 40 cm, ce qui donne un $t_{couplage_{direct}}$ de 1,33 ns. Le temps de propagation obtenu est de 9,03 ns.

Les difficultés de cette méthode sont principalement liées à la précision de la mesure de la distance antenne émettrice, antenne réceptrice, et à la détermination du moment d'arrivée du signal sur ce parcours direct. En effet, cette information n'est pas toujours facile à mesurer car l'écho du mur est souvent superposé à l'écho de l'antenne émettrice. Si nous arrivons à mesurer correctement le temps $t_{couplage_{direct}}$, cette méthode s'avère plus précise que la 1^{ere} méthode, et ne nécessite pas la connaissance des temps de retard introduit par chaque composant.

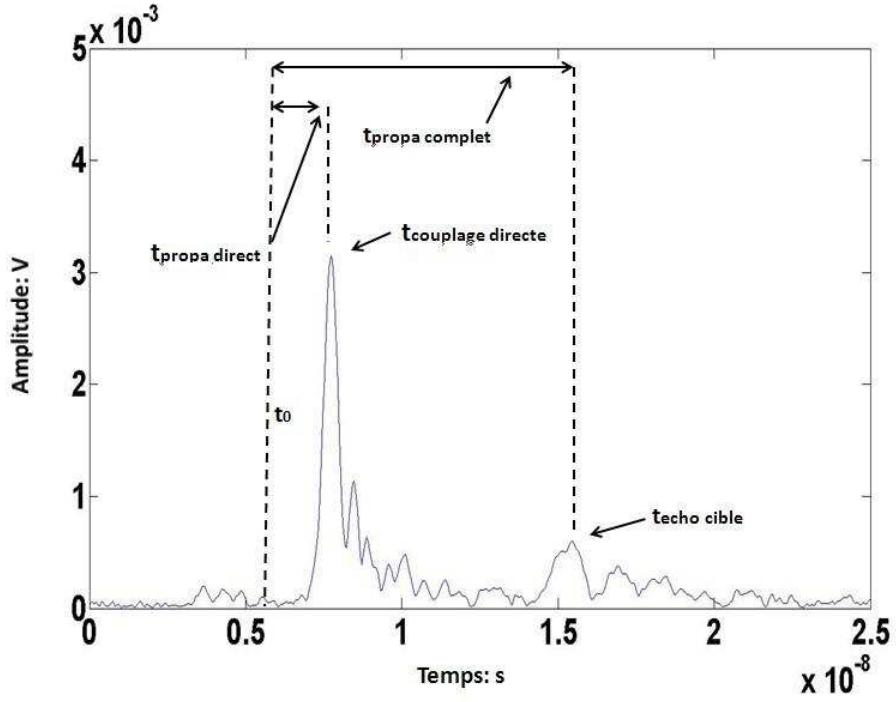

FIGURE 2.21 – Temps de propagation du signal mesuré avec la seconde méthode.

2.4.2 Description de notre système radar

Cette partie est dédiée à la description du système radar complet[82]. Un synoptique du système est présenté sur la figure 2.22. Ce synoptique peut être globalement divisé en deux parties : une unité d'acquisition et une unité de traitement.

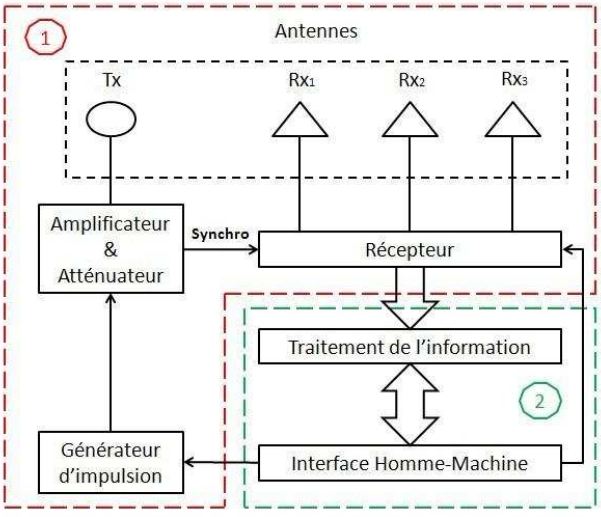

FIGURE 2.22 – Architecture du Radar.

Notre système radar est un système distribué ultra large bande pour la détection et la localisation de cible en 2D. Toutes les expérimentations qui suivent utilisent la bande 3 GHz - 6,2 GHz, et sont réalisées en mode impulsionnel. Les éléments de la chaîne d'acquisition sont présentés sur la figure 2.23. Le nombre d'antennes réceptrices est variable en fonction des besoins, mais pour la localisation d'une cible à travers un mur en utilisant la technique de trilatération, il est nécessaire d'avoir au moins deux antennes. Dans le cadre de mon étude expérimentale, j'ai utilisé 3 antennes réceptrices compte tenu du nombre limité de voies d'acquisition sur l'oscilloscope (quatre voies dont une a été utilisée pour acquérir le signal d'émission de référence). Certains amplificateurs et atténuateurs peuvent être ajoutés à l'entrée de l'antenne émettrice ou à la sortie des antennes réceptrices. Le générateur et l'oscilloscope (récepteur) sont connectés à un ordinateur. Cet ordinateur permet d'enregistrer les acquisitions, de piloter le générateur et l'oscilloscope et de faire les traitements.

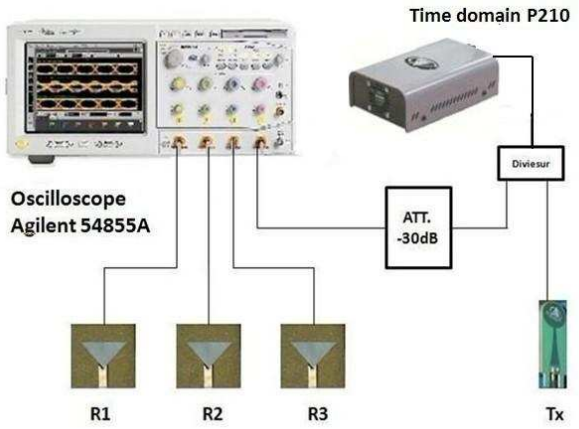

FIGURE 2.23 – Architecture de la chaîne d'acquisition ULB.

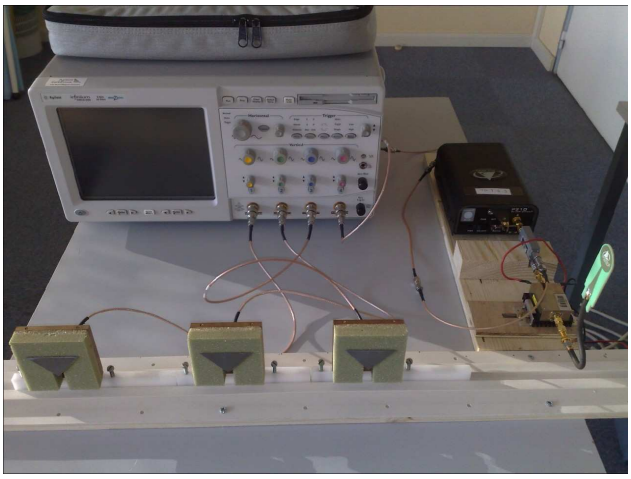

FIGURE 2.24 – Photo de l'unité d'acquisition.

Le générateur Pulson 210 (nom de la puce qui est le coeur de la technologie de la société Time Domain), émet des impulsions gaussiennes modulant une fonction sinusoïdale. Développé à l'origine pour des applications de transmission de données en mode ULB, ce module permet une configuration assez avancée en termes de transmission de données. La fréquence centrale d'émission est de 4,7 GHz avec une largeur de bande de 3,2 GHz (cf. figures 2.25 et 2.26).

Un amplificateur peut être rajouté entre l'émetteur et l'antenne pour gagner 15 dB. Mais cette solution n'est pas optimale pour un signal ULB car il déforme l'impulsion.

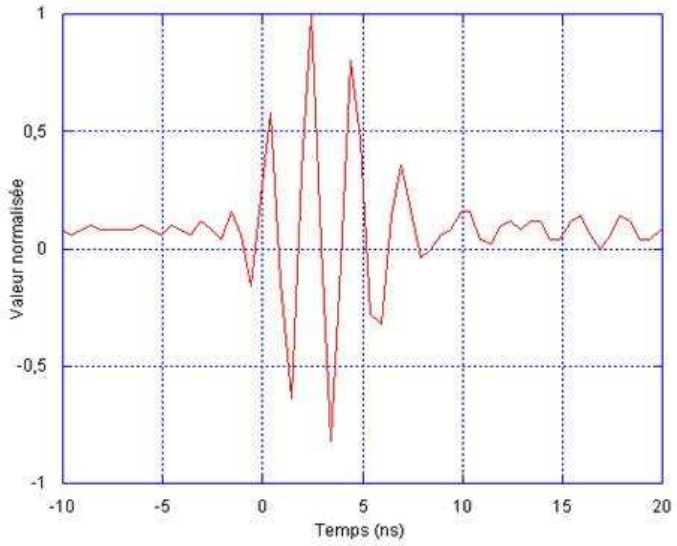

FIGURE 2.25 – Forme temporelle du signal généré par le Pulson 210.

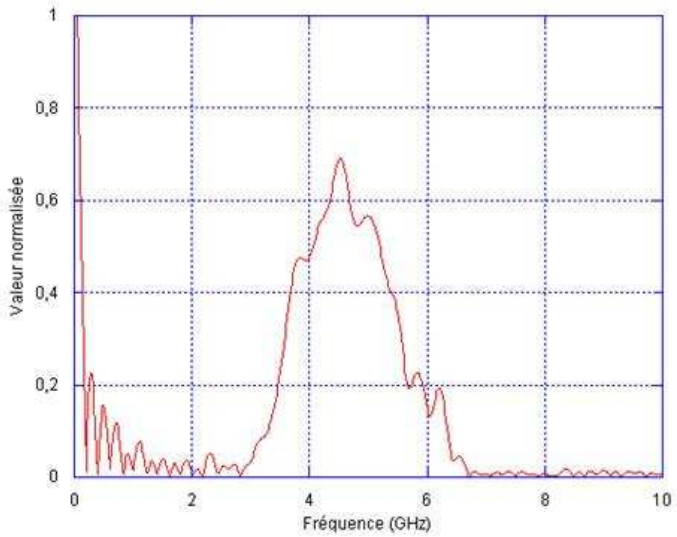

FIGURE 2.26 – Spectre de l'impulsion émise (obtenu par FFT du signal 2.25).

L'émetteur est relié à une antenne omnidirectionnelle de gain uniforme sur toute la bande de fréquence (cf. caractéristiques en annexe 1).

Le récepteur est un oscilloscope 4 voies Agilent Infiniium 54855A de 6 GHz de bande équipé de 80 Convertisseurs Analogique Numérique temps réel, entrelacés et cadencés à 1 GHz. Il est également possible de piloter l'oscilloscope via un câble GPIB <-> USB. Cette fonction est très utile pour acquérir directement les informations sur ordinateur et les traiter en temps réel.

Pour capter les signaux, les antennes directives utilisées ont été dimensionnées au laboratoire COMELEC de Télécom Paristech [83] . Ces antennes tridimensionnelles, appelées « antenne sonde en F + triangle », sont adaptées pour la bande 3 GHz - 6,2 GHz, et fournissent un gain de 7 dB à 4,6 GHz. Les diagrammes de rayonnement simulés sous CST studio, sont donnés en Annexe 1.

Sur le plan horizontal, les diagrammes sont symétriques et directifs avec un angle d'ouverture moyen de $+/-45°$, le gain varie de 5 dB à 7 dB en fonction des fréquences. Sur le plan vertical, on observe un dépointage des diagrammes aux fréquences basses et un manque de directivité dans le haut de la bande (cf. Annexe 1).

2.4.3 Localisation d'une cible : système antennaire aligné

2.4.3.1 Scène de mesure

Des manipulations ont été effectuées dans une salle « vide »au sein de l'IUT à l'université de La Rochelle. Une cible en cuivre, de forme ovale avec une hauteur de 180 cm, est placée dans la scène. Un mur en plâtre, de constante diélectrique de 4,37 et d'épaisseur de 7,4 cm, a été utilisé comme cloison entre le radar et la cible. Les antennes réceptrices ont un angle d'ouverture de 90° (à 0 dB) à 4,6GHz. Ce qui entraine des « zones d'ombre »(cf. figure 2.27). Nous avons positionné la cible à $(0cm, 120cm)$ (loin des « zones d'ombre ») par rapport aux positions des antennes T : (0 cm, 0 cm), R_1 : (40 cm, 0 cm), R_2 : (-40 cm, 0 cm), et R_3 : (-80 cm, 0 cm) (cf. figure 2.28).

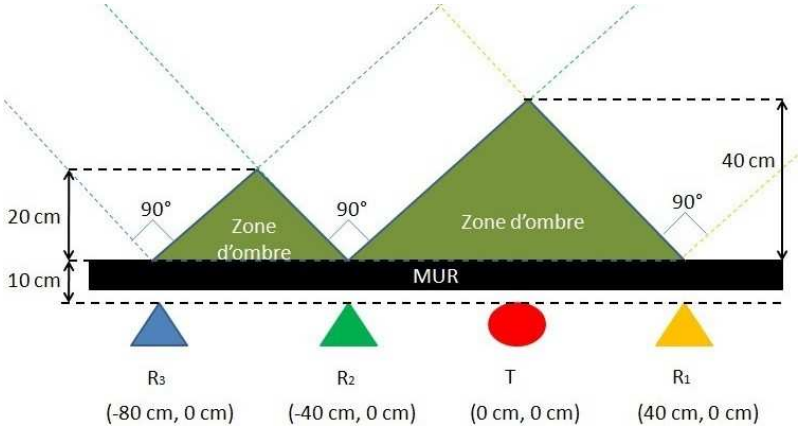

FIGURE 2.27 – Zones de détection et zones d'ombre en fonction de la configuration du radar.

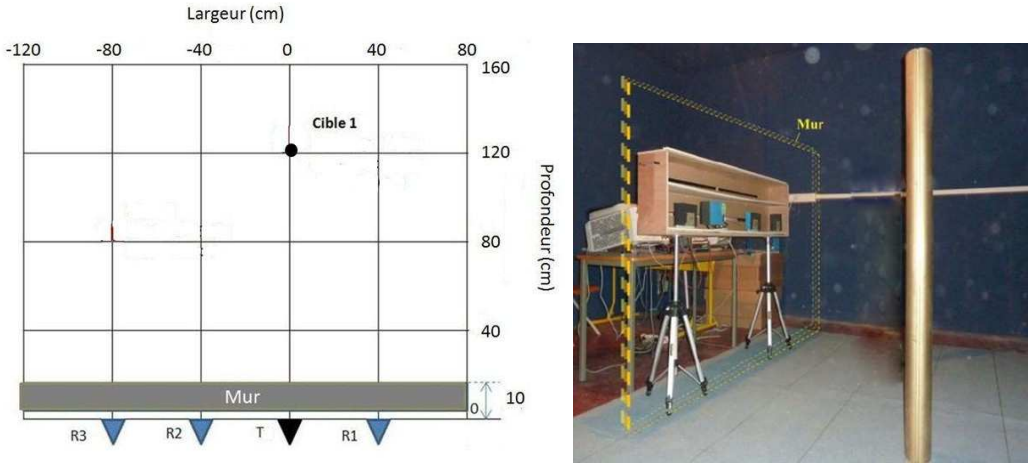

FIGURE 2.28 – Configuration du système (aligné) de localisation d'une cible et photo de la scène de mesure (le mur est enlevé).

2.4.3.2 Différents chemins d'acquisition du signal

Les échos observés dans les mesures qui vont suivre (cf. figures 2.30 ou 2.36) sont dus à différents « chemins »de propagation. Nous avons schématisé sur la figure 2.29, ces différents « chemins »dans le cas où il y a un mur devant la cible et dans le cas où il n'y en a pas. Il existe principalement 3 chemins différents :

- chemin 1 (noir), qui correspond à la propagation directe du signal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception ;
- chemin 2 (vert), qui correspond à la propagation du signal lorsqu'il y a réflexion due à une cible ;
- chemin 3 (rouge), qui correspond à la propagation du signal lorsqu'il y a réflexion sur le mur.

Il est difficile, en présence d'un mur, de différencier expérimentalement le chemin 1 et le chemin 3, car ils sont temporellement très rapprochés et les impulsions émises ne sont pas assez brèves.

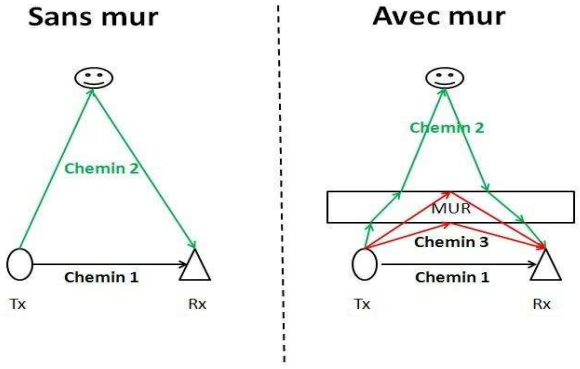

FIGURE 2.29 – Différents chemins de propagation des signaux.

2.4.3.3 Expérimentation : cas sans mur

La figure 2.30 montre les signaux reçus par chaque antenne réceptrice dans le cas « sans mur ». Sur cette figure on distingue bien l'écho dû au couplage direct (« chemin 1 »), et l'écho de la cible (« chemin 2 »). Les autres échos proviennent des réflexions de la salle (mur, sol, plafond...).

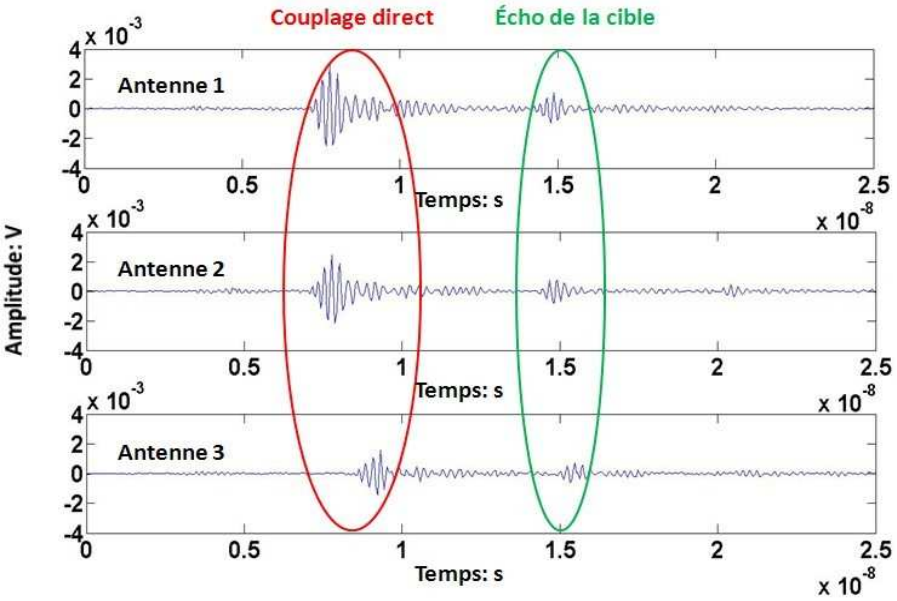

FIGURE 2.30 – Signaux acquis par l'oscilloscope (moyennage sur 16 acquisitions, sans mur).

Les signaux ont été traités avec les algorithmes décrits précédemment (moyennage + Hilbert ou MOS), puis le radar a été calibré « temporellement »pour mesurer le temps de propagation.

La figure 2.31 représente le résultat obtenu via la transformée de Hilbert sur les signaux de la figure 2.30. Les temps de propagation inscrits sur cette figure sont en pratique mesurés après suppression du couplage direct, comme l'illustre la figure 2.32, qui reprend le signal de l'antenne 1 de la figure 2.31.

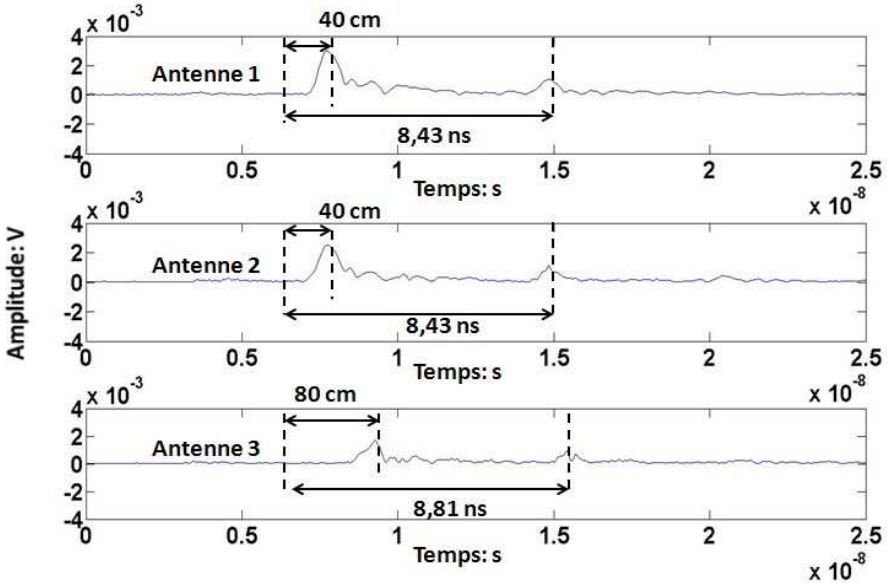

FIGURE 2.31 – Temps de propagation du signal mesuré après traitement par transformée de Hilbert(sans mur).

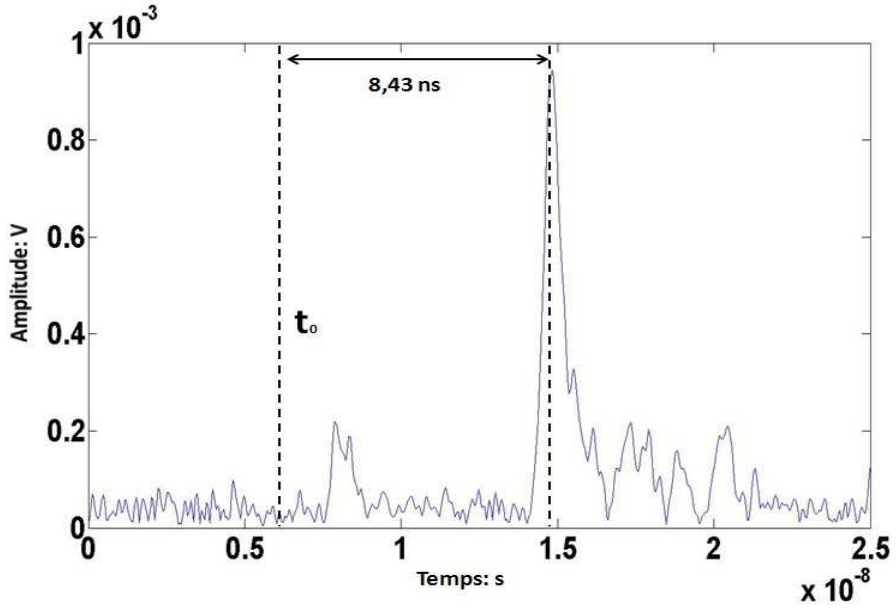

FIGURE 2.32 – Temps de propagation du signal après traitement par transformée de Hilbert pour l'antenne 1 (sans couplage direct).

In fine, pour obtenir une meilleure précision sur les temps de propagation, ont été mesurés les temps de propagation après traitement des signaux par MOS, comme l'illustrent les figures 2.33 à 2.35.

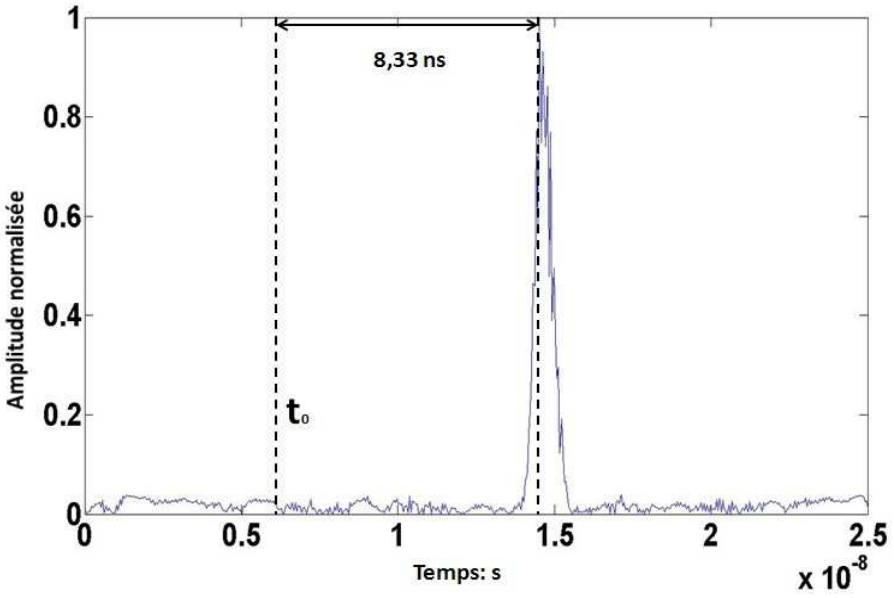

FIGURE 2.33 – Signal mesuré voie 1 après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

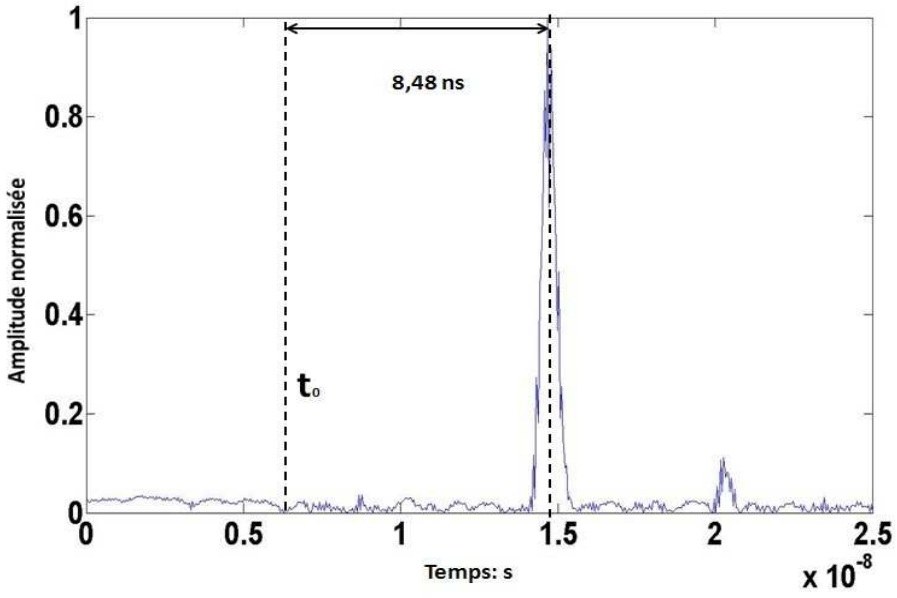

FIGURE 2.34 – Signal mesuré voie 2 après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

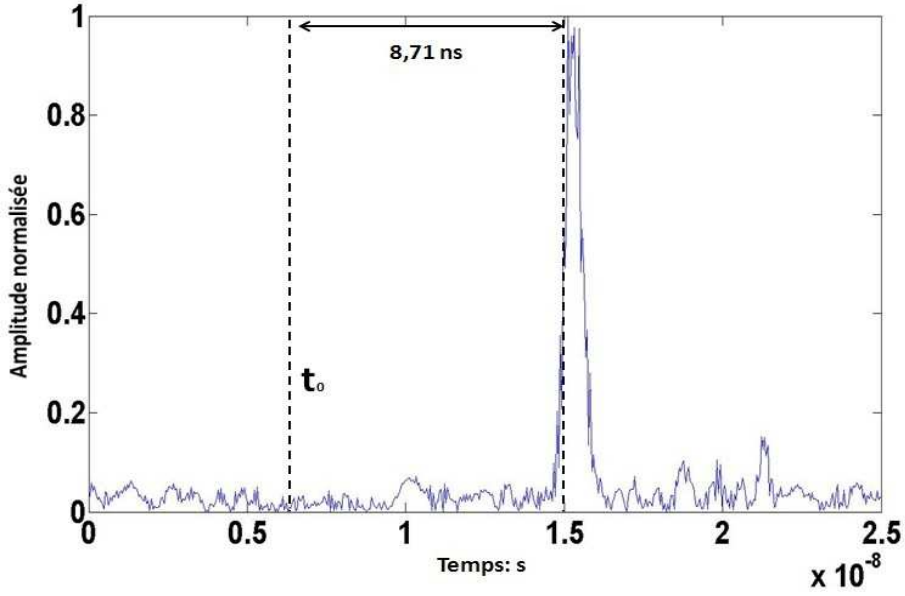

FIGURE 2.35 – Signal mesuré voie 3 après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

Les temps de propagation mesurés après le traitement par MOS sont, pour l'antenne 1 de 8,33 ns (cf. figure 2.33), pour l'antenne 2 de 8,48 ns (cf. figure 2.34), et pour l'antenne 3 de 8,71 ns (cf. figure 2.35). Ces temps serviront de paramètres à l'algorithme de trilatération pour la localisation de cible.

2.4.3.4 Expérimentation : cas avec mur

Les amplitudes des signaux reçus en présence du mur sont beaucoup plus faibles que dans le cas sans mur en raison de l'atténuation de la dispersion et de la réflexion engendrées par le mur. Les courbes suivantes reprennent la même logique que pour le cas sans mur.

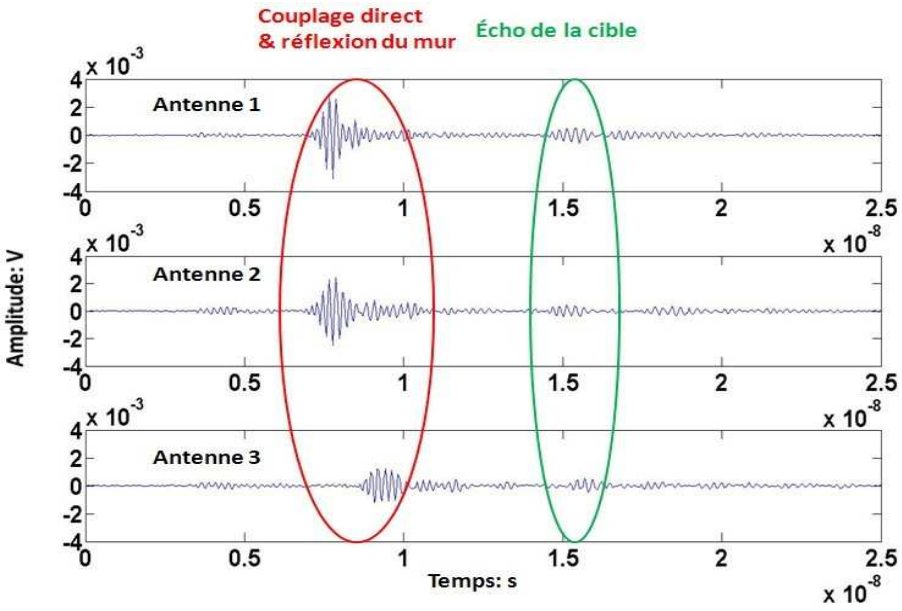

FIGURE 2.36 – Siguaux acquis par l'oscilloscope (moyennage sur 16 acquisitions, avec mur).

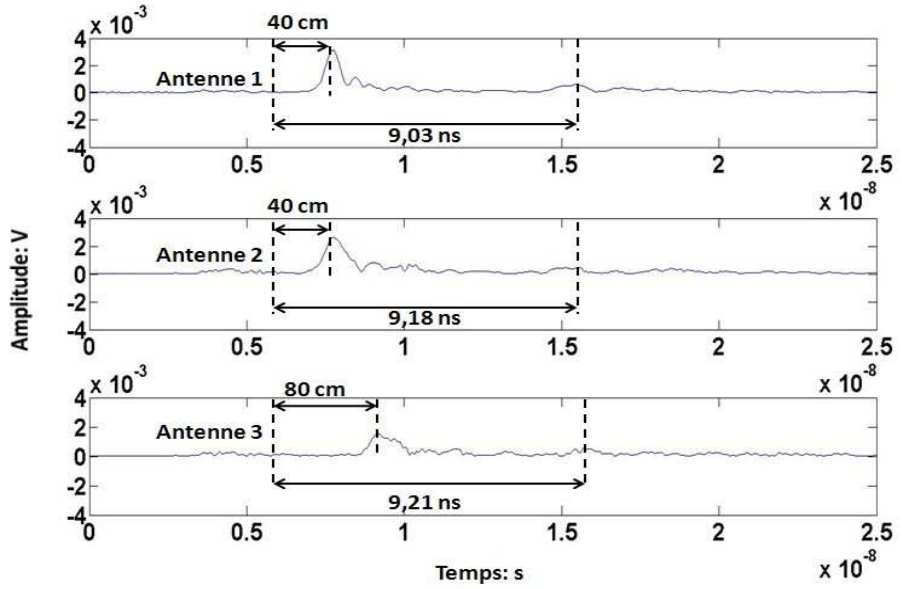

FIGURE 2.37 – Temps de propagation du signal mesuré après transformée de Hilbert (avec mur).

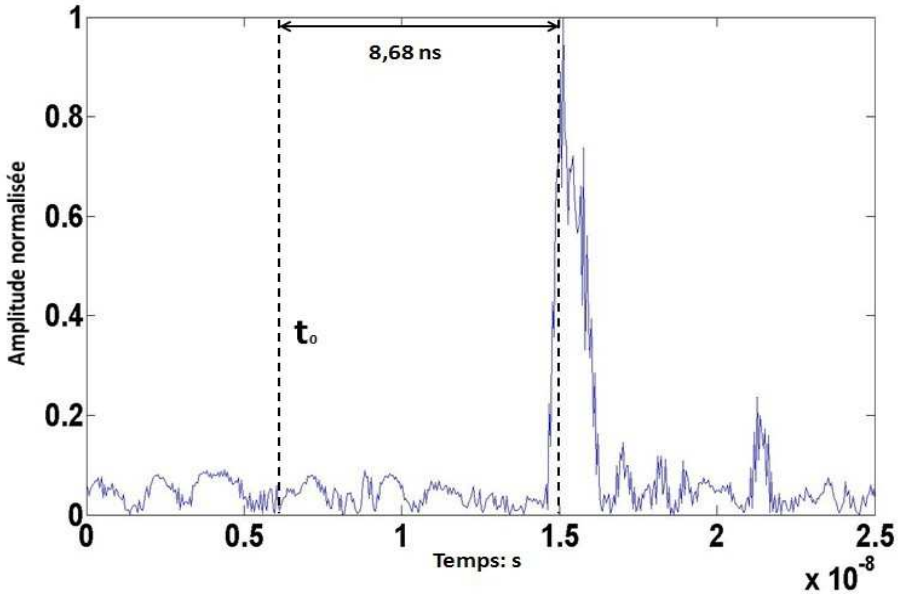

FIGURE 2.38 – Signal mesuré, voie 1, après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

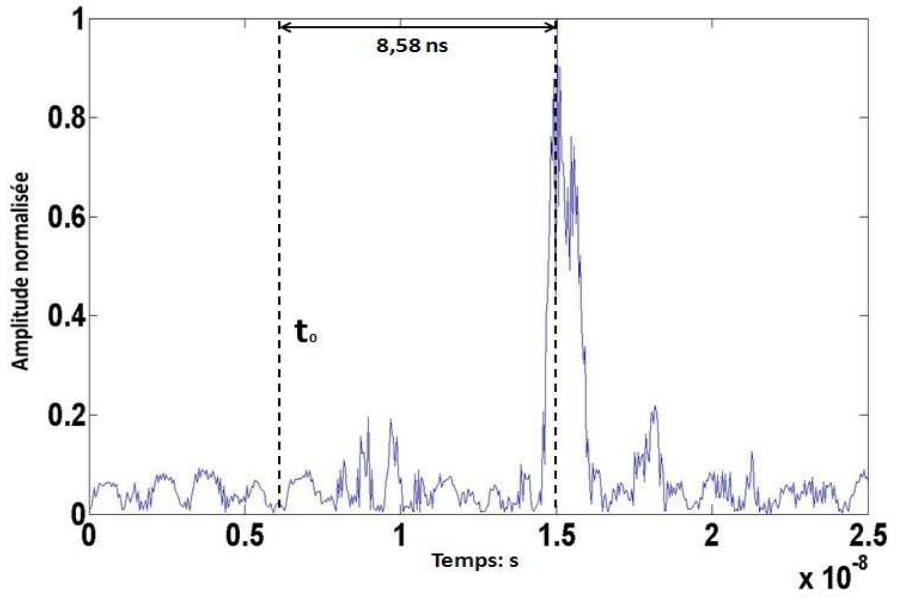

FIGURE 2.39 – Signal mesuré, voie 2, après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

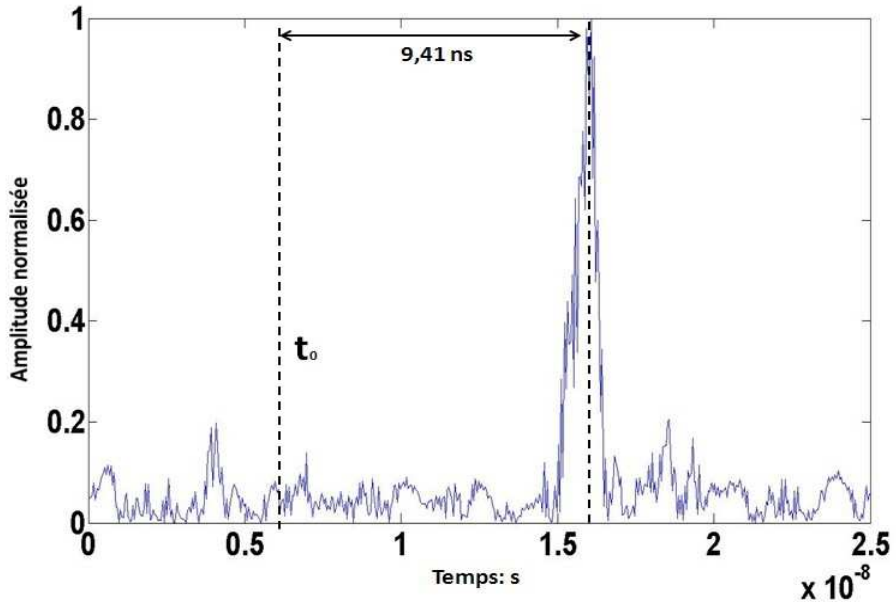

FIGURE 2.40 – Signal mesuré, voie 3, après traitement par l'algorithme MOS (sans couplage direct).

Les temps de propagation mesurés après le traitement par MOS sont, pour l'antenne 1 de 8,68 ns (cf. figure 2.38), pour l'antenne 2 de 8,58 ns (cf. figure 2.39), et pour l'antenne 3 de 9,41 ns (cf. figure 2.40). Ces temps montrent l'effet du mur qui augmente le temps de propagation du signal. Ils serviront de paramètres à l'algorithme de trilatération pour la localisation de cible.

2.4.3.5 Localisation de la cible

La technique de trilatération a été appliquée à la localisation d'une cible. Deux méthodes sont proposées : la méthode géométrique consistant à trouver l'intersection de trois ellipses ; Puis une autre méthode entièrement numérique basée sur l'algorithme de Brent.

1^{ere} **méthode : méthode géométrique** (cf. §2.3.1)

Une fois le temps de propagation estimé pour chaque antenne, on détermine les distances antenne émettrice - cible - antenne réceptrice pour chacune des antennes réceptrices par $d_i = c \cdot t_i$. Ces distances forment des ellipses de demi-axe majeur $a_i = \frac{d_i}{2}$ et de demi-axe mineur $b_i = \sqrt{a_i^2 - x_0^2}$. Les équations d'ellipse s'expriment par la relation :

$$\frac{(x - x_0)^2}{a_i^2} + \frac{(y - y_0)^2}{b_i^2} = 1 \tag{2.48}$$

où (x_0, y_0) représente les coordonnées du point milieu entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

En utilisant les temps de propagation mesurés précédemment, on exprime les trois équations d'ellipses (cf. tableaux 2.1 et 2.2). Ces ellipses sont représentées sur

les figures 2.41 et 2.42 (les ellipses obtenues après démodulation par transformée de Hilbert sont données en annexe 3).

Sans mur	t_{Propa}(ns)	d_{Propa}(cm)	Ellipses $(x_0\,;\,y_0)$, $(a_i\,;\,b_i)$
Antenne 1 (Hilbert)	8,43	252,9	(20 ; 0), (126,4 ; 124,8)
Antenne 2 (Hilbert)	8,43	252,9	(-20 ; 0), (126,4 ; 124,8)
Antenne 3 (Hilbert)	8,81	264.3	(-40 ; 0), (132,1 ; 125,9)
Antenne 1 (MOS)	8,33	249,9	(20 ; 0), (124,9 ; 123,3)
Antenne 2 (MOS)	8,48	254,4	(-20 ; 0), (127,2 ; 125,6)
Antenne 3 (MOS)	8,71	261,3	(-40 ; 0), (130,6 ; 124,3)

Tableau 2.1 – Cas sans mur : temps de propagation mesuré après démodulation ou par MOS ; et ellipses iso-distantes obtenues pour la localisation géométrique de la cible.

Avec mur	t_{Propa}(ns)	d_{Propa}(cm)	Ellipses $(x_0\,;\,y_0)$, $(a_i\,;\,b_i)$)
Antenne 1 (Hilbert)	9,03	270,9	(20 ; 0), (135,4 ; 133,9)
Antenne 2 (Hilbert)	9,18	275,4	(-20 ; 0), (137,7 ; 136,2)
Antenne 3 (Hilbert)	9,21	276,3	(-40 ; 0), (138,1 ; 132,2)
Antenne 1 (MOS)	8,68	260,4	(20 ; 0), (130,2 ; 128,6)
Antenne 2 (MOS)	8,58	257,4	(-20 ; 0), (128,7 ; 127,1)
Antenne 3 (MOS)	9,41	282,3	(-40 ; 0), (141,1 ; 135,3)

Tableau 2.2 – Cas avec mur : temps de propagation mesuré après démodulation ou par MOS et ellipses iso-distantes obtenues pour la localisation géométrique de la cible.

Compte tenu que les trois ellipses ne s'intersectent pas généralement en un seul point (cf. figure 2.41), il est nécessaire de calculer le barycentre de la zone d'intersection des ellipses.

Pour ce faire, nous avons d'abord déterminé les points d'intersection des ellipses deux à deux (deux ellipses peuvent avoir de deux à quatre points d'intersection, ici, nous retenons uniquement le point d'intersection positif (y>0) et le plus proche de l'origine). A partir de ces points d'intersection, est calculé le barycentre de la zone triangulaire formée par ces points d'intersection. Ce barycentre correspond à la position estimée de la cible. On peut observer sur le tableau 2.3 que les résultats sont entachés d'une certaine erreur, par rapport à la position réelle de la cible en (0, 120).

	E1 et E2	E1 et E3	E2 et E3	Barycentre	Erreur (%)
Sans mur (Hilbert)	(0 ; 123,2)	(-7,0 ; 121,9)	(-22,4 ; 124,8)	(-9,8 ; 123,3)	8,66%
Sans mur (MOS)	(7,2 ; 122,6)	(-7,1 ; 120,3)	(-37,9 ; 124,3)	(-12,6 ; 122,4)	10,71%
Avec mur (Hilbert)	(7,8 ; 133,4)	(-13,5 ; 129,7)	(-57,0 ; 131,2)	(-20,9 ; 131,4)	19,87%
Avec mur (MOS)	(-4,9 ; 126,2)	(6,1 ; 127,9)	(32,9 ; 115,8)	(11,3 ; 123,3)	9,89%

Tableau 2.3 – Barycentre de la zone triangulaire formée par les points d'intersection des ellipses, et qui correspond à la position estimée de la cible.

2^{eme} méthode : convergence numérique

Cette approche utilise la technique de convergence, implémentée dans le programme developpé précédemment dans § 2.3.2.1.

Les résultats numériques sont donnés dans le tableau 2.4. Les signaux traités par MOS donnent des résultats plus précis en termes de localisation.

	P réelle	P estimée	N itérations	Erreur moyenne quadratique	Erreur (%)
Sans mur (Hilbert)	(0 ; 120)	(-5,6 ; 122,6)	97	1,97	5,21%
Sans mur (MOS)	(0 ; 120)	(-4,3 ; 121,8)	18	0.04	3,92%
Avec mur (Hilbert)	(0 ; 120)	(-10,2 ; 123,4)	27	6,125	9,02%
Avec mur (MOS)	(0 ; 120)	(2,1 ; 118,5)	29	2.53	2,16%

Tableau 2.4 – Résultats de la localisation d'une cible par la méthode numérique. Les temps de propagation sont mesurés après pré-traitement par transformée de Hilbert ou par MOS.

Sur les figures 2.41 (cas sans mur) et 2.42 (cas avec mur) sont représentées la position réelle de la cible, la position déterminée géométriquement et celle déterminée numériquement. Les erreurs sont principalement dues aux erreurs de précision sur les mesures, ainsi qu'aux temps de propagation dans la chaîne d'acquisition (cf. figure 2.19). Notons cependant que la méthode numérique est toujours plus précise (erreur plus faible) que la méthode géométrique.

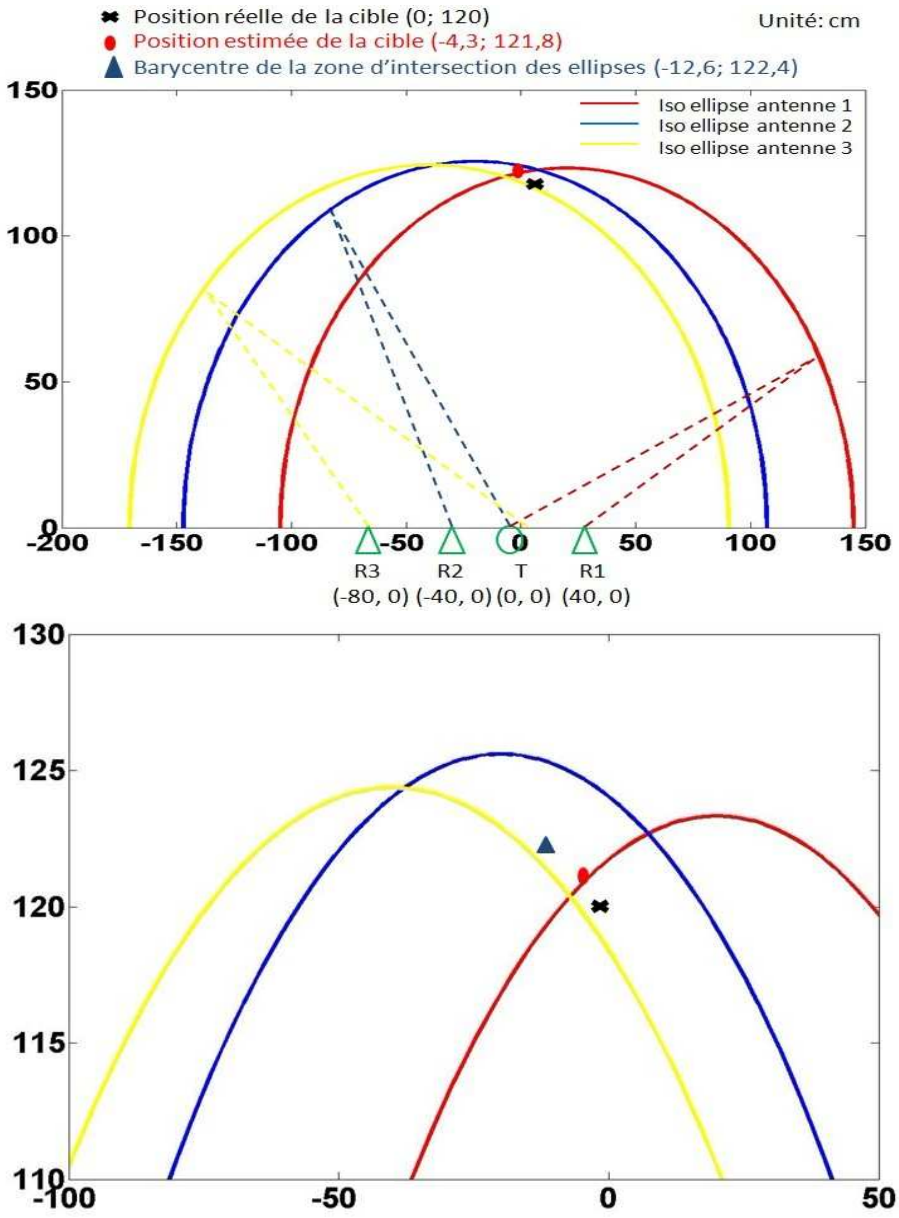

FIGURE 2.41 – Estimation de la position de la cible sans mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système antennaire aligné et traitement du signal par MOS.

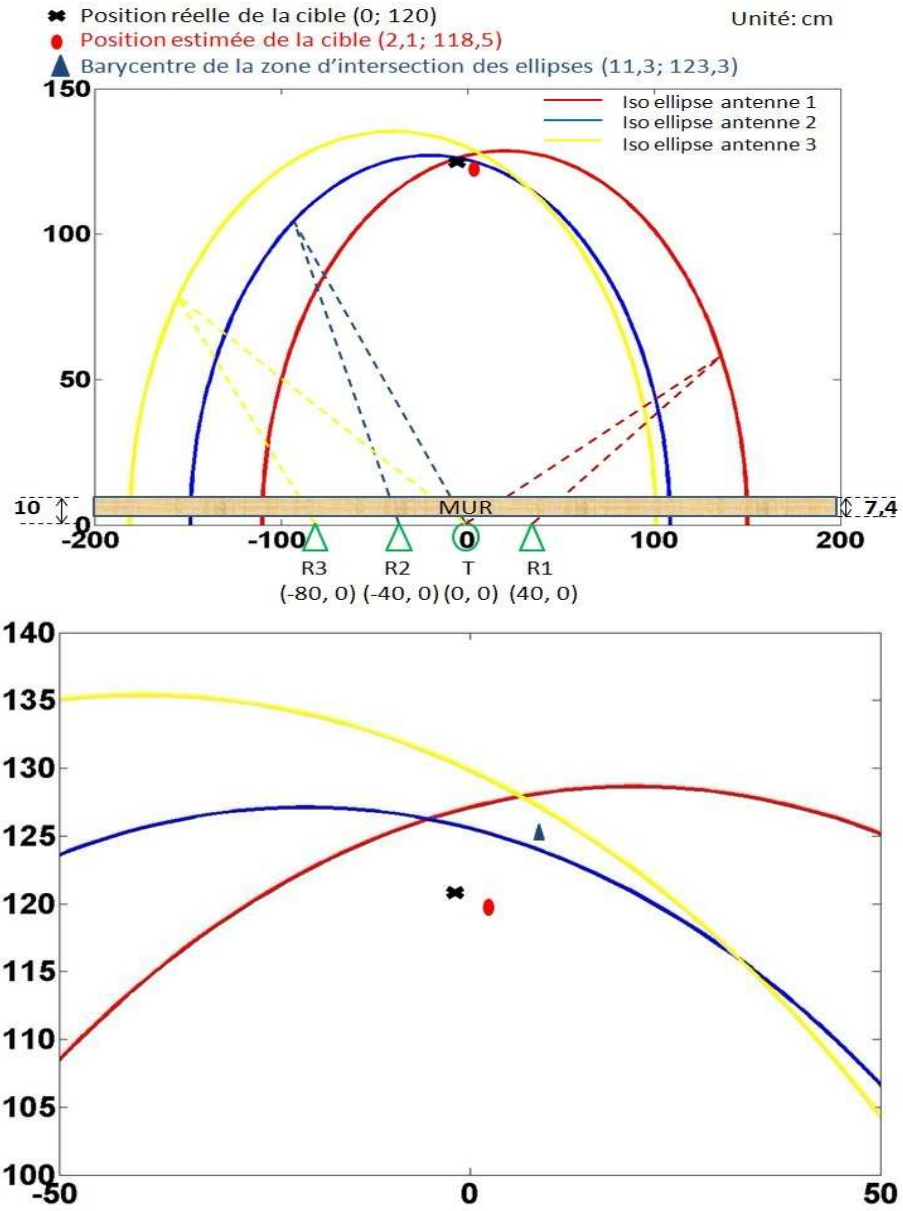

FIGURE 2.42 – Estimation de la position de la cible avec mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système antennaire aligné et traitement du signal par MOS.

2.4.4 Localisation d'une cible : système antennaire non aligné

2.4.4.1 Scène de mesure

A l'issue des résultats présentés sur les figures 2.41 et 2.42, nous observons que les trois ellipses ne se coupent jamais en un point unique, et par conséquent la localisation de la cible est peu précise.

Aussi, afin d'augmenter la précision de la localisation, nous avons modifié la configuration du radar distribué pour que les trois antennes de réception ne soient

pas toutes alignées. Une telle configuration permet que les axes d'ellipses ne soient pas tous parallèles, les uns par rapport aux autres, ce qui permettra de diminuer la zone de localisation de la cible.

Nous avons suivi la même démarche que dans le cas précédent (trois antennes alignées). La cible toujours positionnée à (0cm, 120cm) par rapport aux positions des antennes T(0 cm,0 cm), R_1(40 cm, 0 cm), R_2(-40 cm, 0 cm), R_3(-80 cm, -5 cm). Les résultats des mesures sont résumés dans les tableaux 2.5 à 2.8. (Les signaux mesurés sont donnés en annexe 2.)

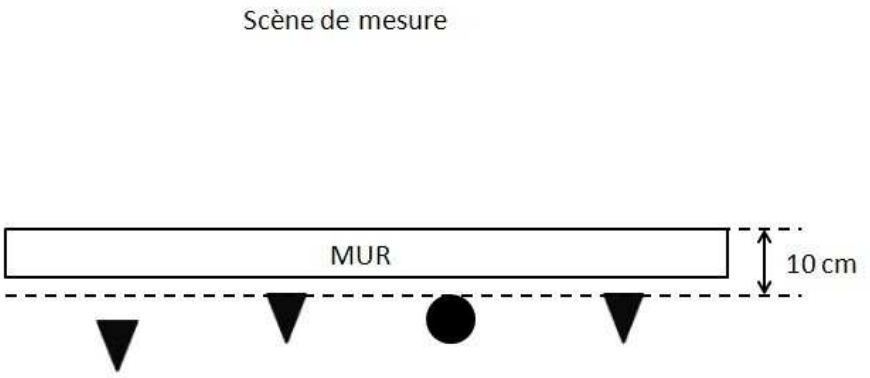

FIGURE 2.43 – Configuration du système (non-aligné) de localisation d'une cible.

2.4.4.2 Localisation de la cible

Nous avons suivi exactement les mêmes étapes que pour le cas du système antennaire aligné : acquisition des signaux, prétraitement par MOS, mesure des temps de propagation, puis localisation de la cible soit par méthode géométrique, soit par méthode numérique. Les résultats sont synthétisés dans les tableaux 2.5 à 2.8.

Sur la figure 2.44 (cas sans mur), on observe que les trois ellipses se coupent quasiment en un seul point et que les méthodes géométrique et numérique donnent la même position de cible estimée, donc les mêmes erreurs (cf. tableau 2.7 et 2.8). Sur la figure 2.45 (cas avec mur), les trois ellipses définissent une zone de localisation de surface plus faible que dans le cas aligné (cf. figure 2.42), mais la méthode numérique reste toujours plus précise que la méthode géométrique dans ces conditions. Ceci s'explique par l'influence du mur qui n'est pas prise en compte dans la méthode géométrique. Notons cependant que la configuration non alignée (cf. tableau 2.8) semble moins précise que la configuration alignée (cf. tableau 2.7), mais ceci s'explique par une erreur expérimentale de positionnement des antennes, qui est plus importante dans le cas non aligné. Avec un dispositif expérimental conçu spécifiquement pour des antennes non alignées, l'erreur de position serait moindre.

Sans mur	t_{Propa}(ns)	d_{Propa}(cm)	Ellipses (x_0 ; y_0), (a ; b)
Antenne 1 (Hilbert)	8,63	258,9	(20 ; 0), (129,4 ; 127,8)
Antenne 2 (Hilbert)	8,68	260,4	(-20 ; 0), (130,2 ; 128,6)
Antenne 3 (Hilbert)	9,41	282,3	(-40 ; -2,5), (141,1 ; 135,3)
Antenne 1 (MOS)	8,43	252,9	(20 ; 0), (126,4 ; 124,8)
Antenne 2 (MOS)	8,78	263,4	(-20 ; 0), (131,7 ; 130,1)
Antenne 3 (MOS)	9,66	289,8	(-40 ; -2,5), (144,9 ; 139,2)

Tableau 2.5 – Cas sans mur : temps de propagation mesuré après pré-traitement par transformée de Hilbert ou par MOS et ellipses iso-distantes pour localiser géométriquement la cible.

Avec mur	t_{Propa}(ns)	d_{Propa}(cm)	Ellipses (x_0 ; y_0), (a ; b)
Antenne 1 (Hilbert)	9,23	276,9	(20 ; 0), (138,4 ; 136,9)
Antenne 2 (Hilbert)	8,58	257,4	(-20 ; 0), (128,7 ; 127,1)
Antenne 3 (Hilbert)	9,56	286,8	(-40 ; 0), (143,4 ; 137,7)
Antenne 1 (MOS)	9,03	270,9	(20 ; 0), (135,4 ; 133,9)
Antenne 2 (MOS)	9,23	276,9	(-20 ; 0), (138,4 ; 136,9)
Antenne 3 (MOS)	9,81	294,3	(-40 ; 0), (147,1 ; 141,6)

Tableau 2.6 – Cas avec mur : temps de propagation mesuré après pré-traitement par transformée de Hilbert ou par MOS et ellipses iso-distantes pour localiser géométriquement la cible.

	E1 et E2	E1 et E3	E2 et E3	Barycentre	Erreur(%)
Sans mur (Hilbert)	(2,4 ; 126,7)	(2,1 ; 126,6)	(1,4 ; 126,8)	(2,0 ; 126,7)	5,88%
Sans mur (MOS)	(17,3 ; 124,8)	(18,6 ; 124,8)	(22,0 ; 123,3)	(19,3 ; 124,3)	16,52%
Avec mur (Hilbert)	(-33,2 ; 126,4)	(-13,6 ; 132,8)	(34,4 ; 115,2)	(-4,1 ; 124,8)	5,32%
Avec mur (MOS)	(10,4 ; 133,6)	(3,0 ; 132,9)	(-13,8 ; 136,8)	(-0,1 ; 134,4)	12,06%

Tableau 2.7 – Calcul du barycentre de la zone définie par l'intersection des ellipses.

	P réllle	P estimée	N itérations	Moyenne quadratique des ecarts	Erreur (%)
Sans mur(Hilbert)	(0 ; 120)	(2,6 ; 126,7)	34	0,00045	6,01%
Sans mur (MOS)	(0 ; 120)	(18,8 ; 124,7)	26	0,0052	16,16%
Avec mur (Hilbert)	(0 ; 120)	(-17,0 ; 122,2)	19	4,88	14,3%
Avec mur (MOS)	(0 ; 120)	(3,5 ; 125,0)	20	2.19	5,16%

Tableau 2.8 – Résultat de la localisation d'une cible par la méthode numérique, les temps de propagation sont mesurés après pré-traitement par transformée de Hilbert ou par MOS.

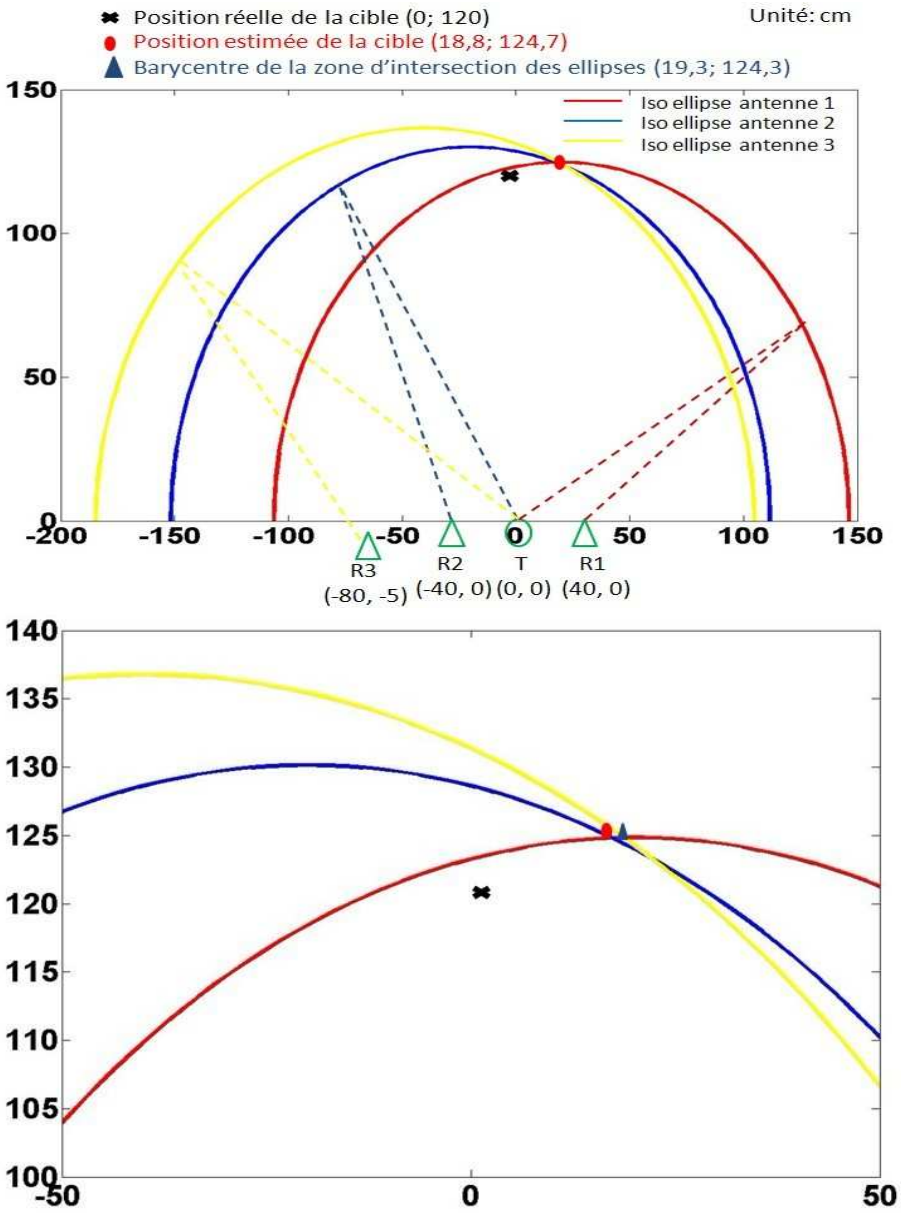

FIGURE 2.44 – Estimation de la cible sans mur (en haut) et zoom sur la zone définie par les points d'intersection des ellipses (en bas) avec un système antennaire non aligné et traitement du signal par MOS.

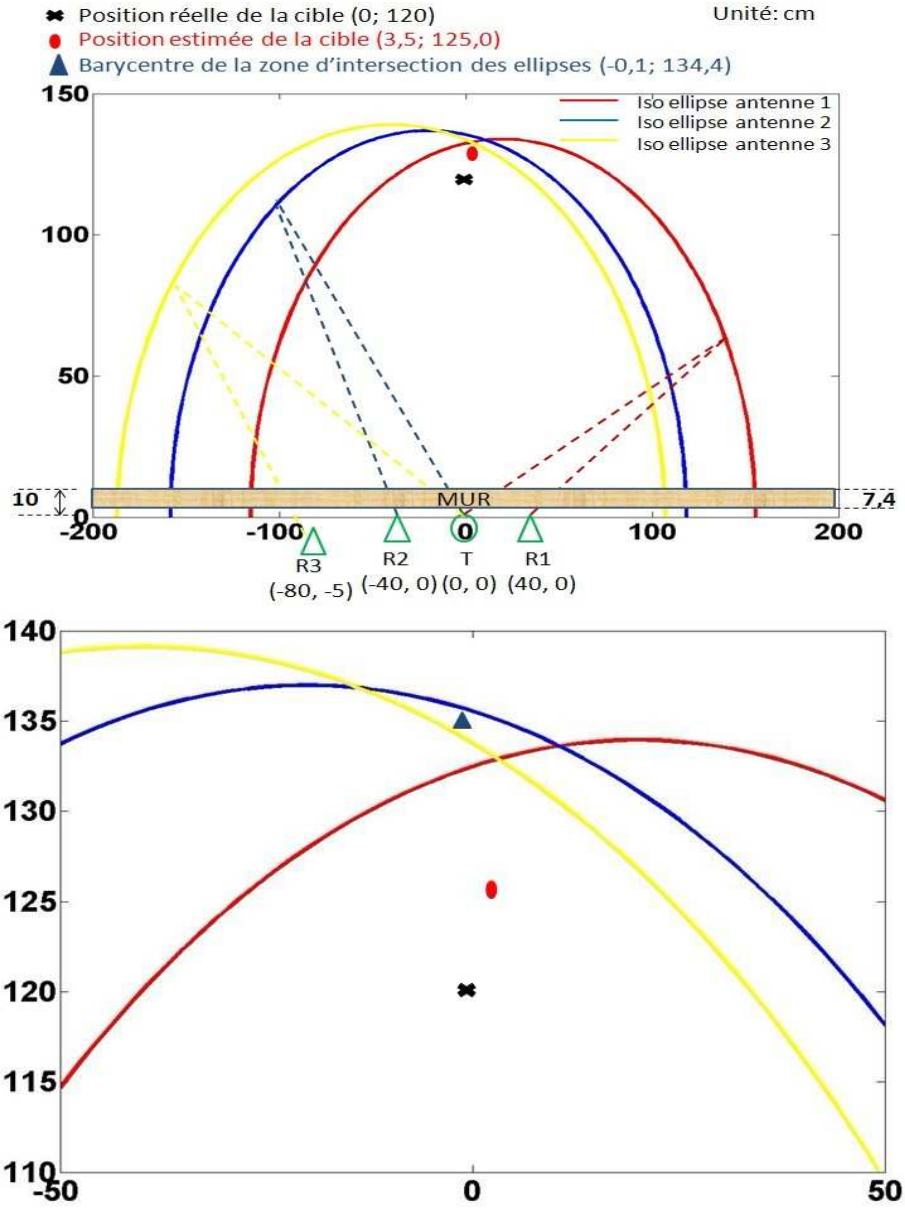

FIGURE 2.45 – Estimation de la cible avec mur (en haut) et zoom sur la zone définie par les points d'intersection des ellipses (en bas) avec un système antennaire non aligné et traitement du signal par MOS.

2.4.5 Estimation de l'erreur

Pour confronter la position estimée (expérimentalement) de la cible avec sa position réelle, nous devons évaluer la précision des mesures.

De manière générale, dans un plan 2D, la position réelle d'une cible localisée aux coordonnées (a, b) s'exprime à l'aide des incertitudes absolue Δa, Δb et relative $\frac{\Delta a}{a_{mes}}$, $\frac{\Delta b}{b_{mes}}$:

$$\begin{aligned} a &= a_{mes} \pm \Delta a, \\ b &= b_{mes} \pm \Delta b, \end{aligned} \tag{2.49}$$

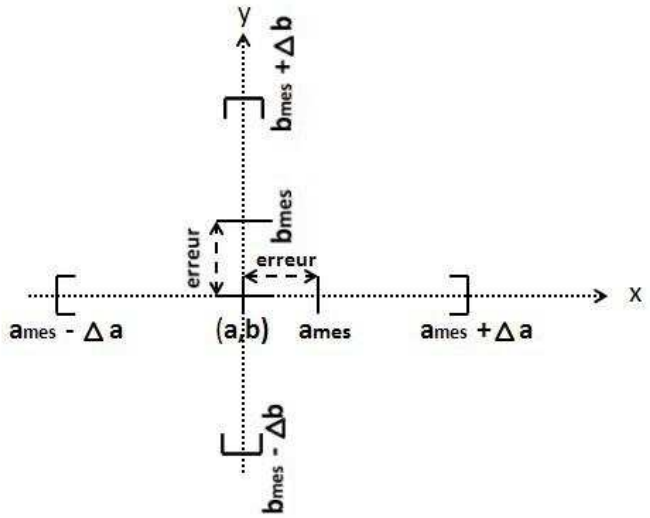

FIGURE 2.46 – Incertitudes d'une mesure de localisation.

Il existe principalement deux sources d'erreurs qui viennent entacher nos mesures :

– l'incertitude sur le positionnement des antennes et des cibles ;
– l'incertitude sur la mesure expérimentale des distances.

Détaillons ces deux sources d'erreurs.

2.4.5.1 Incertitude sur la mesure de position

Pour positionner les antennes du radar, ainsi que les cibles à détecter, nous avons utilisé un télémètre *laser Bosch PLR50* de précision ±0,2 cm. Ainsi les positions des antennes $R_i(x_i, y_i)$ et des cibles $C_i(x_{c_i}, y_{c_i})$ peuvent être considérées comme connues à ±0,2 cm :

$$x_i = x_{mes} \pm 0,2 \tag{2.50}$$

$$y_i = y_{mes} \pm 0,2 \tag{2.51}$$

$$x_{c_i} = x_{c_{mes}} \pm 0,2 \tag{2.52}$$

$$y_{c_i} = y_{c_{mes}} \pm 0,2 \tag{2.53}$$

Ces erreurs ne seront pas prises en compte par la suite car elles sont d'un ordre de grandeur inférieur aux erreurs liées à la mesure.

2.4.5.2 Incertitude sur la mesure de distance

Pour mesurer les positions des cibles avec notre radar, nous mesurons le temps que met l'onde pour se propager de l'émetteur à la cible, puis de la cible au récepteur ; puis nous utilisons la relation qui lie le temps et la distance, c'est à dire la vitesse de propagation :

$$d = V_{propa} \times t_{propa} \tag{2.54}$$

L'erreur de distance de propagation qui en résulte s'exprime par :

$$\Delta d = (V_{propa} \cdot \Delta t) + (\Delta V \cdot t_{propa}) \tag{2.55}$$

où Δt est la précision avec laquelle nous mesurons le temps de propagation et ΔV est la précision avec laquelle nous connaissons la vitesse de propagation.

En ce qui concerne la précision de la mesure temporelle, elle est principalement limitée intrinsèquement par le pas d'échantillonnage de notre système d'acquisition, qui au mieux sera capable de mesurer un temps avec une précision $\Delta t = 50$ ps.

En ce qui concerne l'incertitude sur la vitesse de propagation, il faut distinguer deux cas :

- la propagation en espace libre, où l'on considère la vitesse parfaitement connue ($\Delta V_{libre} = 0$), est égale à la vitesse de la lumière c. Dans ce cas, l'erreur de mesure en distance vaut au maximum $\Delta d_{libre} = c \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 1,5cm$;
- la propagation à travers un mur, où dans ce cas la vitesse n'est pas parfaitement connue du fait de la méconnaissance de la valeur précise de la constante diélectrique du mur. Nous n'avons pas poussé plus loin nos investigations dans le cas où le signal se propage à travers le mur car dans un cas général, nous nous heurtons toujours à la méconnaissance de la distance que parcourt le signal dans le mur compte tenu de l'angle d'incidence qu'il fait avec le mur. Le problème ne peut être résolu que numériquement. Nous ne l'avons pas abordé dans le cadre de cette thèse.

2.4.5.3 Confrontation : expérimentation/théorie

Pour déterminer l'intervalle de position (a $\pm$ Δa, b $\pm$ Δb) sur lequel peut se trouver la cible en considérant une propagation en espace libre et une erreur Δd de 1,5 cm, nous avons calculé toutes les combinaisons possibles de localisation de la cible en tenant compte des erreurs sur les distances de propagation théoriques antenne émettrice - cible - antennes réceptrices d_1, d_2, d_3.

Reprenons notre étude du cas § 2.4.3 qui consiste à localiser une cible en (0 cm ; 120 cm). Les distances de propagation théoriques antenne émettrice - cible - antennes réceptrices valent d_1 = 249,9 cm, d_2 = 254,4 cm et d_3 = 261,3 cm. A ces distances théoriques nous avons ajouté une erreur de $\pm\Delta d$ = 1,5 cm (cf. tableau 2.9), et nous avons recalculé la position qu'aurait la cible avec cette erreur. Les résultats sont présentés dans le tableau 2.9. Nous observons qu'avec une erreur de 1,5 cm, la localisation de la cible en x peut varier de [-8,11 cm ; -0,57 cm] et en y de

[121,07 cm ; 122,63 cm]. Les mesures expérimentales de localisation (cf. tableau 2.4 Chapitre 2) sont de (-5,6 cm ; 122,6 cm) avec la transformée de Hilbert et de (-4,3 cm ; 121,8 cm) avec le MOS. Ces valeurs sont bien comprises dans notre intervalle d'incertitude (cf. figure 2.47).

Distance avec erreur (cm)	Position cible (cm)
$d_1 + \Delta d = 251{,}4$	(-4,29 ; 122,63)
$d_2 + \Delta d = 255{,}9$	
$d_3 + \Delta d = 262{,}8$	
$d_1 - \Delta d = 248{,}4$	(-0,57 ; 121,83)
$d_2 + \Delta d = 255{,}9$	
$d_3 + \Delta d = 262{,}8$	
$d_1 + \Delta d = 251{,}4$	(-5,25 ; 122,15)
$d_2 - \Delta d = 252{,}9$	
$d_3 + \Delta d = 262{,}8$	
$d_1 + \Delta d = 251{,}4$	(-7,18 ; 122,27)
$d_2 + \Delta d = 255{,}9$	
$d_3 - \Delta d = 259{,}8$	
$d_1 - \Delta d = 248{,}4$	(-1,56 ; 121,38)
$d_2 - \Delta d = 252{,}9$	
$d_3 + \Delta d = 262{,}8$	
$d_1 - \Delta d = 248{,}4$	(-3,44 ; 121,55)
$d_2 + \Delta d = 255{,}9$	
$d_3 - \Delta d = 259{,}8$	
$d_1 + \Delta d = 251{,}4$	(-8,11 ; 121,77)
$d_2 - \Delta d = 252{,}9$	
$d_3 - \Delta d = 259{,}8$	
$d_1 - \Delta d = 248{,}4$	(-4,41 ; 121,07)
$d_2 - \Delta d = 252{,}9$	
$d_3 - \Delta d = 259{,}8$	

Tableau 2.9 – Positions estimées sans mur d'un système aligné en ajoutant (en soustrayant) l'erreur de distance liée au temps.

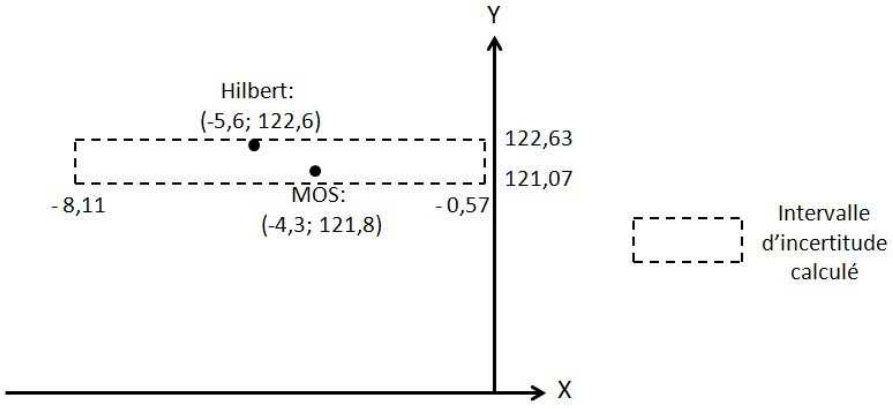

FIGURE 2.47 – Positions estimées avec différentes méthodes de traitement comparées à l'intervalle d'incertitude calculé dans un cas sans mur.

2.4.6 Localisation dans le cas multi-cibles (nombre de cibles ≥ 2)

2.4.6.1 Principe

Quand il y a plusieurs cibles, la technique de localisation par trilatération s'avère plus complexe à mettre en place. En effet, sur les signaux mesurés en sortie des antennes de réception, il existe plusieurs pics, correspondant éventuellement chacun à l'écho d'une cible. La complexité de l'algorithme de trilatération est due, d'une part, au recensement du nombre de pics provenant réellement de l'écho d'une cible, et d'autre part, à l'appariement de ces pics pour permettre à l'algorithme de trilatération de localiser les cibles.

Le dénombrement des cibles potentielles est lié au nombre de pics présents sur les signaux mesurés en sortie de chaque antenne. Dans notre cas, nous avons 3 antennes de réception.

Si l'on considère que chaque réceptrice « éclaire »l'ensemble de la scène, le nombre de cibles dépend alors du nombre d'échos détectés sur chaque antenne (qui doit être le même). Dans le cas contraire, chaque antenne ne voyant pas la même chose, le nombre de cibles est au maximum la somme des échos détectés sur chaque antenne.

Pour connaître le nombre d'appariements possibles, il suffit de multiplier le nombre d'échos reçus : $N = O \times P \times Q$, où :

O est le nombre d'échos présents sur le signal S_1 mesuré par l'antenne 1 ;

P est le nombre d'échos présents sur le signal S_2 mesuré par l'antenne 2 ;

Q est le nombre d'échos présents sur le signal S_3 mesuré par l'antenne 3.

L'étape suivante consiste à rejeter les combinaisons qui donnent des cibles fantômes. La méthode proposée, pour filtrer les « fantômes », se base sur le calcul de la valeur de la moyenne quadratique des écarts :

$$M = \sum_{1}^{K} (d_{i_K} - (d_{ec_i} + d_{rc_i}))^2 \tag{2.56}$$

où d_{i_K} est la distance mesurée par rapport à un pic choisi pour chaque signal, K représente l'indice de l'écho ; d_{ec_i} la distance antenne émettrice - i^{ieme} cible et d_{rc_i} la distance antenne réceptrice - i^{ieme} cible (estimée par la méthode numérique de trilatération), i représente l'indice de la cible correspondante.

Plus la valeur de l'erreur moyenne quadratique est proche de zéro, plus la probabilité que la cible soit rélle est importante. Un seuil fixé expérimentalement permet d'éliminer les fausses détections.

2.4.6.2 Simulation

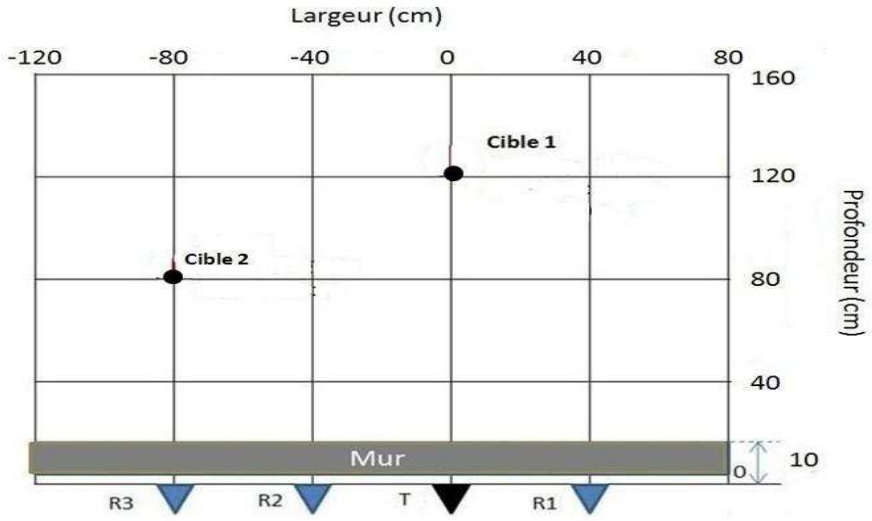

FIGURE 2.48 – Configuration choisie pour la simulation de la localisation des 2 cibles.

Nous avons testé cette méthode avec des signaux simulés (cf. programme § 2.3.2.1). La scène (cf. figure 2.48) contient deux cibles, l'une en (0 cm, 120 cm) et l'autre en (-80 cm, 80 cm). L'antenne émettrice se situe à T(0 cm, 0 cm), les trois antennes réceptrices se situent respectivement à R_1 (40 cm, 0 cm), R_2 (-40 cm, 0 cm) et R_3 (-80 cm, 0 cm). Les paramètres du mur sont : épaisseur (d = 7,4 cm) et constante diélectrique (ε = 4,37).

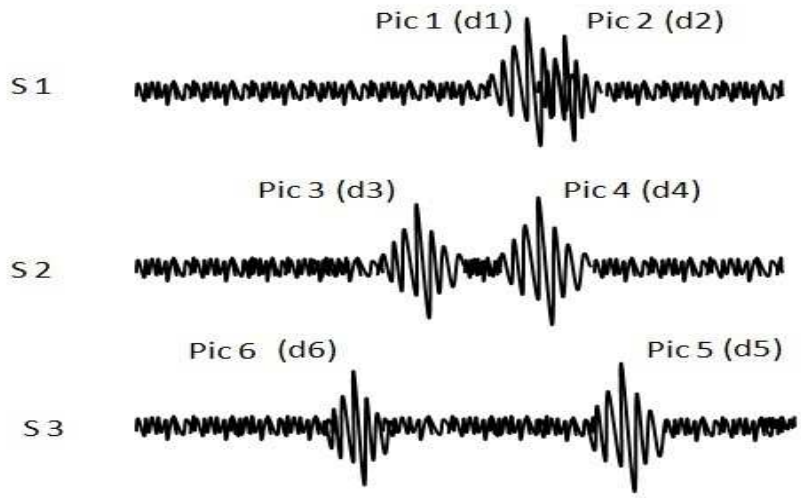

FIGURE 2.49 – Signaux simulés reçus par les antennes.

La figure 2.49 représente le résultat de la simulation de la scène représentée sur la figure 2.48. On retrouve sur chaque signal (pour chaque antenne) 2 pics, chacun

dû respectivement à la cible 1 et la cible 2. Avec 2 pics par signal, nous avons 8 possibilités d'appariements. Le tableau 2.10 donne les 8 possibiliés d'appariements, ainsi que l'erreur moyenne quadratique, pour chacune de ces possibilités.

Appariments	d_1(cm)	d_2(cm)	d_3(cm)	d_4(cm)	d_5(cm)	d_6(cm)	P. estim. (cm)	Moy. qua.
Possi. 1	-	276.9	220.4	-	-	210.5	**(-80.0, 79.9)**	$8.59{\cdot}10^{-6}$
Possi. 2	262.8	-	-	262.8	281.0	-	**(-0.002, 120.01)**	$1.04{\cdot}10^{-5}$
Possi. 3	-	276.9	-	262.8	281.0	-	(-16.6, 122.9)	0.0199
Possi. 4	262.8	-	220.4	-	-	210.5	(-66.5, 86.1)	0.0304
Possi. 5	262.8	-	220.4	-	281.0	-	(-12.3, 112.9)	0.1906
Possi. 6	-	276.9	-	262.8	-	210.5	(-80.9, 88.9)	0.1951
Possi. 7	-	276.9	220.4	-	281.0	-	(-26.8, 114.5)	0.2116
Possi. 8	262.8	-	-	262.8	-	210.5	(-64.2, 96.2)	0.2242

Tableau 2.10 – Résultat concernant la méthode d'appariement, les cibles sont positionnées en (0 cm, 120 cm) et (-80 cm, 80 cm).

Les positions d'appariements sont ordonnées selon le critère de l'erreur quadratique croissante. Compte tenu que nous avons 2 échos (2 pics) par signal mesuré, nous ne retenons que les 2 premières positions qui ont les erreurs quadratiques les plus faibles, soient la possibilité 1 et la possibilité 2 qui donnent les positions les plus probables des cibles, ce qui est effectivement le cas.

2.4.6.3 Expérimentions

Nous avons validé expérimentalement cette méthode en suivant la même démarche que celle décrite en §2.4.3 « localisation d'une cible : système antennaire aligné ». Les figures 2.50 à 2.52 représentent les mesures temporelles après traitement par l'algorithme MOS et après avoir supprimé le couplage direct.

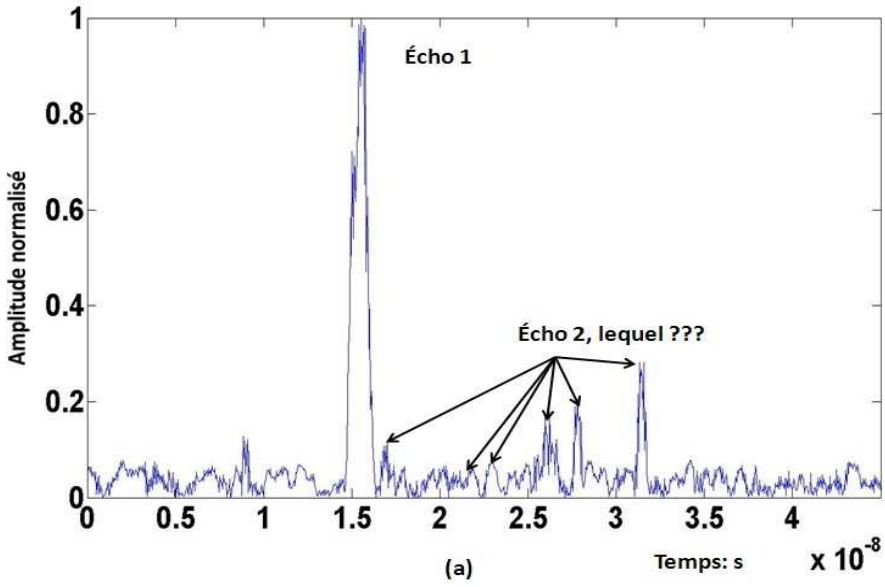

FIGURE 2.50 – Signal mesuré voie 1 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

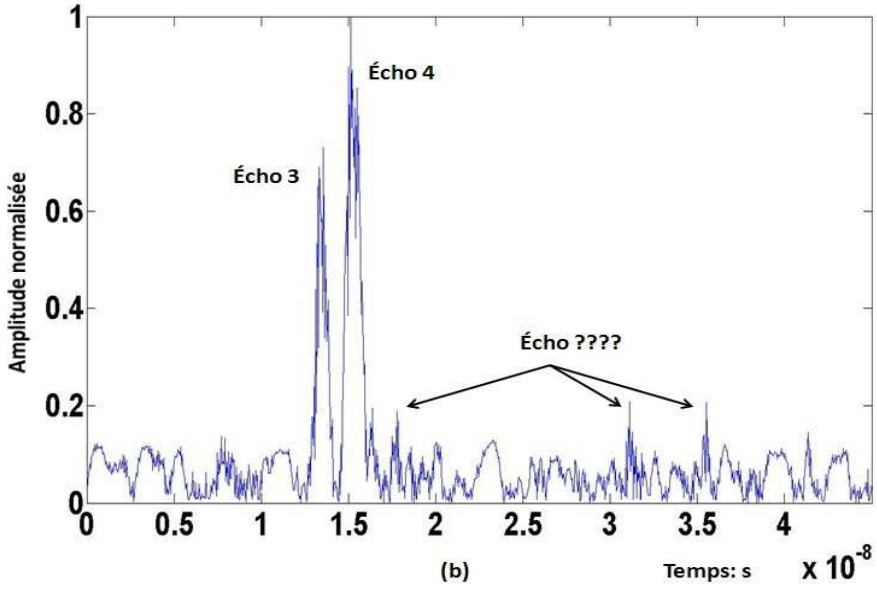

FIGURE 2.51 – Signal mesuré voie 2 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

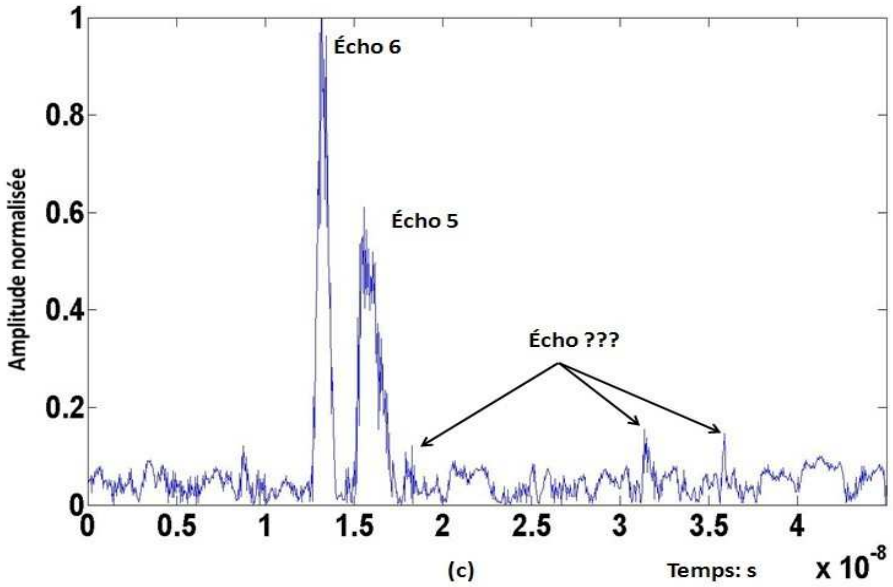

FIGURE 2.52 – Signal mesuré voie 3 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

Nous observons sur ces signaux des échos bien définis, ainsi que des échos d'amplitude moindre. Afin de ne traiter que les signaux les plus significatifs, nous avons défini arbitrairement un seuil (0,2) pour ne garder que les signaux au dessus de ce seuil.

Le résultat de ce seuillage est visible sur les figures 2.53 à 2.55. De ces figures nous déterminons les temps de propagation (cf. §2.4.1.5) et ainsi les différentes distances antenne émettrice - cible - antenne réceptrice. Nous avons remarqué sur la figure 2.53, que l'écho 2 se trouve très éloigné de l'écho 1 par rapport aux positions des échos sur les signaux 2 et 3 (cf.figure 2.54 et 2.55). En comparant la scène de mesure de l'expérience, on peut être sûr que cet écho 2 est un faux écho, mais dans un cas réel, on ne peut pas vérifier s'il l'est ou pas, donc ici on le traite comme un « vrai »écho de la cible.

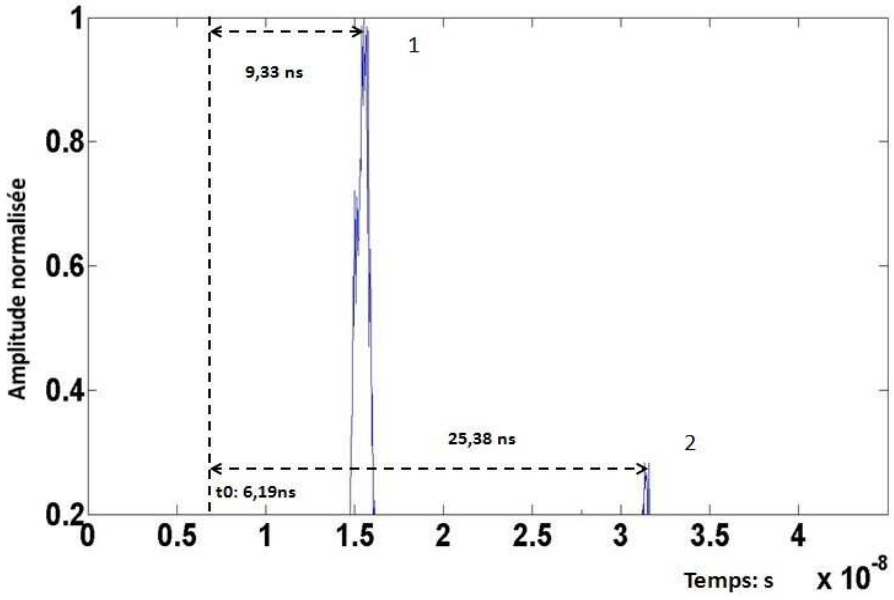

FIGURE 2.53 – Signal seuillé voie 1 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

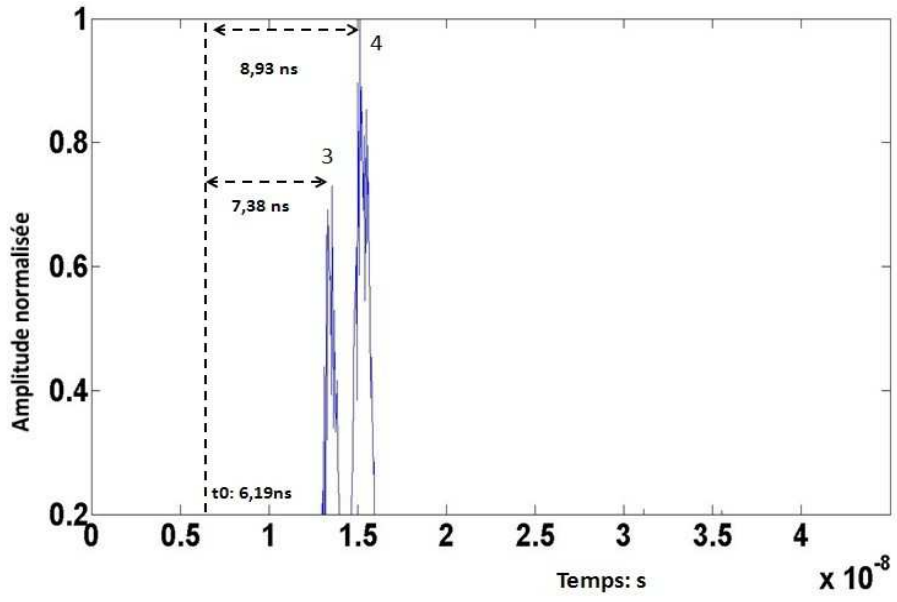

FIGURE 2.54 – Signal seuillé voie 2 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

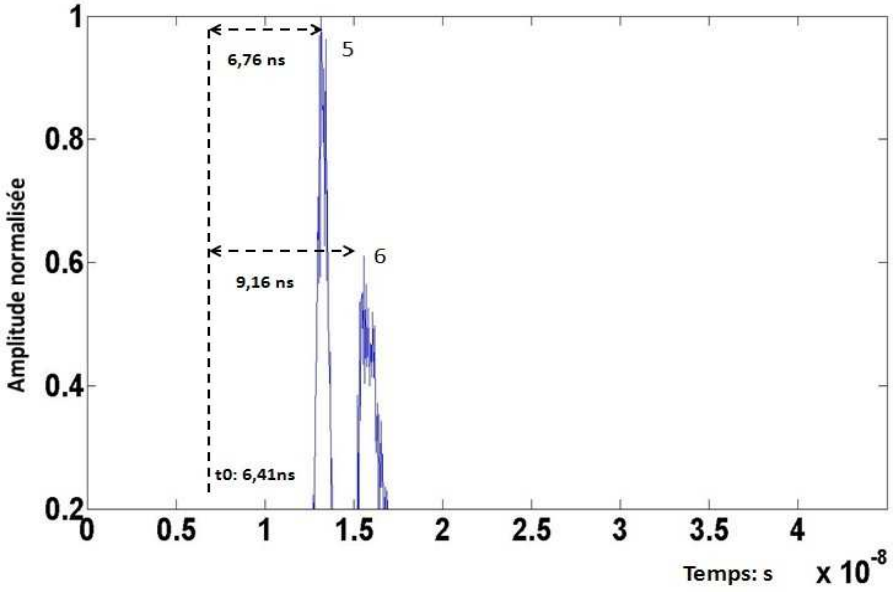

FIGURE 2.55 – Signal seuillé voie 3 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct).

Nous appliquons la technique précédente (§2.4.6.1) pour calculer, pour chaque appariement, l'erreur moyenne quadratique. Les résultats sont donnés dans le tableau 2.11.

Appariements	d_1(cm)	d_2(cm)	d_3(cm)	d_4(cm)	d_5(cm)	d_6(cm)	P. estim. (cm)	Moy. qua.
Possi. 1	279.9	-	221.4	-	-	202.8	**(-88.1, 71.9)**	0.0175
Possi. 2	279.9	-	-	267.9	274.8	-	**(-24.5, 122.8)**	0.0188
Possi. 3	279.9	-	221.4	-	274.8	-	(-34.6, 112.9)	0.1921
Possi. 4	279.9	-	-	267.9	-	202.8	(-91.8, 80.0)	0.2323
Possi. 5	-	761.4	-	267.9	274.8	-	(-216.4, 10.0)	1.8486
Possi. 6	-	761.4	221.4	-	274.8	-	(-208.6, 100.1)	1.985
Possi. 7	-	761.4	-	267.9	-	202.8	(-204.4, 9.9)	2.0109
Possi. 8	-	761.4	221.4	-	-	202.8	(-196.6, 9.9)	2.1197

Tableau 2.11 – Résultat de la méthode d'appariement avec les données expérimentales.

Les positions d'appriements expérimentales sont ordonnées selon le critère de l'erreur quadratique croissante, d'après le tableau 2.11, nous pouvons regrouper les possibilités d'appariement selon 2 classes. Les « possibles »ou « probables », dont l'erreur moyenne quadratique est proche de zéro (possibilités 1 à 4). Les « improbables », possibilités 5 à 8, car l'erreur moyenne quadratique est trop importante. Il reste ensuite à déterminer si potentiellement il y a 4 cibles, 3 cibles ou 2 cibles.

On peut observer que parmi ces 4 possibilités, 2 sous-groupes se distinguent. Un 1^{er} sous-groupe dont la valeur moyenne quadratique est de l'ordre de 10^{-2} (possibilités 1 et 2) et l'autre, de l'ordre de 10^{-1} (possibilités 3 et 4). On peut donc considérer, étant donné les ordres de grandeur, que les appariements 1 et 2 peuvent être écartés. Nous obtenons donc 2 cibles, l'une située en (-88,1 cm ; 71,9 cm) et l'autre en (-24,5 cm ; 122,8 cm). Sachant que les cibles sont positionnées à

(-80 cm ; 80 cm) et à (0 cm ; 120 cm), nous en déduisons une erreur de 10% et de 20%.

Une autre approche est de considérer les 4 possibilités, puis d'associer à chacune de ces possibilités, une certaine marge d'erreur (4,68 cm, la résolution latérale du faisceau, cf. §2.4.5). On se rend compte que certaines cibles sont très proches l'une de l'autre comme par exemple la possibilité 1 avec la possibilité 4 et la possibilité 2 avec la possibilité 3. Compte tenu des erreurs sur les mesures, on ne peut pas dissocier réellement ces possibilités une par une, mais uniquement deux par deux. Pour finalement conclure qu'il existe probablement une cible située à (-29,5 cm ; 117,8 cm) et l'autre au voisinage de (89,9 cm ; 75,9 cm), ce qui n'est encore pas très loin de la vérité terrain (0 cm ; 120 cm) et (-80 cm ; 80 cm). On peut noter que la position est toujours plus précise en profondeur (en Y) qu'en latéral (en X).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de trilatération pour la détection et surtout la localisation de cibles derrière un mur est évaluée. Nous proposons différentes configurations du système dans le but d'améliorer les résultats. La technique de trilatération semble bien adaptée à notre contexte pour la localisation d'une seule cible. Elle peut être utilisée également pour estimer les paramètres du mur. Elle propose une variance d'estimation faible mais avec un biais important. Elle est peu coûteuse en termes de temps de calcul. Elle est précise mais ne permet pas d'avoir une « image »de la scène. La trilatération semble plus adaptée au suivi de cibles mobiles.

Chapitre 3

Localisation de cibles par rétroprojection

Un système de « vision »ne donne pas toujours directement une image compréhensible d'une scène. Dans bien des cas, il faut reconstruire l'image à partir des projections obtenues. Ce principe est bien connu en imagerie médicale (reconstruction tomographique par exemple) ou en imagerie radar, avec le radar à synthèse d'ouverture. Pour ces domaines applicatifs, les méthodes s'appuyant sur les transformées sont souvent utilisées. Le principe général consiste à reconstruire l'image à l'aide de la transformée inverse de Radon [84], qui consiste à filtrer toutes les projections et à les progager sur toute l'image dans la même direction que celle où l'image a été projetée.

Pratiquement, la première méthode de reconstruction envisagée a été celle par transformée de Fourier. Elle repose sur le calcul de transformées monodimensionnelles portant sur chaque projection, suivi d'une transformation bidimensionnelle globale sur le retour dans le domaine spatial. Elle s'appuie donc sur le théorème de projection. L'inconvénient de la méthode réside dans la nécessité de pratiquer une interpolation pour passer, dans le domaine de Fourrier, de la représentation polaire à la représentation cartésienne, avant la transformation bidimensionnelle ([79],[85]).

Pour des raisons de temps de calcul, la méthode de rétroprojection a souvent initialement été préférée. Reconstruire une coupe en se contentant de répartir uniformément la somme des valeurs obtenues pour chacune des lignes de projection permet de reconstruire une image. Malheureusement, celle-ci est entachée d'un flou dû au fait que les informations rétroprojectées sont étalées tout au long de la direction de rétroprojection. La reconstruction ainsi obtenue n'est donc pas exacte et ne correspond pas à l'inverse de l'opérateur de Radon. La rétroprojection se présente en effet comme une convolution de l'image par un filtre, ce qui explique le flou obtenu.

La troisième méthode, la plus utilisée actuellement, dite de rétroprojection filtrée, exprime l'image comme la rétroprojection des projections filtrées par un filtre rampe, ce dernier ne nécessitant que des opérations 1D. La rétroprojection est une simple sommation des constributions de chaque projection. Il s'agit de la

méthode la moins lourde et donc la plus adoptée.

En imagerie SAR, sous l'hypothèse notamment d'une géométrie simple du système d'acquisition (couple bistatique émetteur-transmetteur sur un plan se déplaçant selon un certain axe), la transformée inverse de Radon sphérique ou encore elliptique est parfois utilisée : les projections s'effectuent dans ce cas selon des cercles (cas monostatique ou bien selon des ellipses, cas bistatique). Dans le cas d'une configuration multistatique, la géométrie est souvent trop complexe et on préférera utiliser une rétroprojection qui peut être selon les cas applicatifs, filtrée, cohérente ou non. Par exemple, en imagerie SAR, la formation de voie consiste à sommer de façon cohérente les signaux reçus sur les antennes de réception pour former une image radar en tenant compte des temps de vol supposés. Elle est maintenant compatible avec l'application Radar TTW.

Dans ce cas de l'imagerie Radar TTW où le système d'antennes est distribué, lors de la rétroprojection, la sommation des signaux reçus par les antennes s'effectue de manière incohérente.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous attardons sur deux approches de la littérature, afin de mettre en évidence les points forts et faibles pour notre cas d'étude :

- la technique du retournement temporel ;
- la technique de rétroprojection.

Par contre, des méthodes plus classiques sont basées sur l'opération de la rétroprojection qui réduit la distortion en évitant l'interpolation. L'approche de rétroprojection est aussi plus appropriée pour résoudre des problèmes comme l'effet de courbure du front d'onde dans l'imagerie SAR. La méthode de rétroprojection est l'algorithme d'imagerie le plus précis, elle permet de calculer une solution exacte pour chaque pixel dans l'image. Mais le coût de calcul de cette approche est très cher. L'algorithme de rétroprojection permet d'ajouter ou de soustraire des impulsions d'une image, c'est une capacité que les autres algorithmes d'imagerie n'ont pas.

Les méthodes d'imagerie utilisant des signaux large bande sont généralement désignées comme migrations [86]. Une méthode d'imagerie classique dans le domaine temporel est la migration de Kirchhoff [87]. Elle a été développée en utilisant la théorie des rayons et en ne prenant en compte que la diffusion Rayleigh. Ces hypothèses sont vérifées si et seulement si la taille des objets est beaucoup plus petite que la longeur d'onde du signal émis. Sinon, les objets donnent lieu à une résonance structurelle ou à des dispersions géométriques induites des formes d'ondes, dans ce cas les hyphothèses de l'optique physique ne sont plus valides. De plus, cette méthode d'imagerie suppose que la vitesse de propagation de l'onde doit être connue a priori. En dépit de ces restrictions, la migration Kirchhoff est utilisée largement en raison de sa faible complexité de calcul comparée aux autres méthodes d'imagerie.

3.1 Différentes techniques d'imagerie pour la vision à travers les murs

Dans le cardre de la vision à travers les murs, plusieurs algorithmes ont été proposés et discutés. Nous décrivons dans cette section deux d'entre eux :

- la technique du retournement temporel (Time Reversal Mirror (TRM), [88]) ;
- l'algorithme de formation de voie appliqué au radar TTW FMCW (« Frequency Modulated Continuous Wave »), [89].

3.1.1 La technique de retournement temporel

La technique du retournement temporel [88][90] permet d'obtenir une image haute résolution spatialement et temporellement. Elle a été largement appliquée dans les domaines de l'acoustique et de l'électromagnétique. Dans un environnement hétérogène et fortement diffusant, on constate de nombreuses réflexions et diffractions, ce qui rend difficile l'analyse, même lorque le niveau de rétrodiffusion du signal est suffisant. Dans les cas où il est nécessaire de modéliser avec précision les effets du contexte environnemental, cette méthode est souvent adoptée. Elle permet de compenser en partie l'effet du mur, de prendre en compte la réfraction, et l'atténuation. Dans le cas de l'imagerie à travers les murs, cette approche a été proposée pour prendre en compte ce type de difficultés. Aussi bien théoriquement qu'expérimentalement, l'approche TRM s'est avérée pertinente dans un large spectre de problèmes ultrasoniques et acoustiques, ainsi que pour des études récentes en électromagnétisme.

La TRM est une technique s'appuyant sur le principe de réciprocité. Celui-ci est décrit sur la figure 3.1. Supposons qu'une source émette un signal qui se progage dans un milieu complexe et que ce signal soit détecté par un réseau d'antennes. Les signaux ainsi captés, sont enregistrés, retournés temporellement puis réémis par chaque antenne réceptrice respective. En raison du principe de réciprocité, toute l'énergie réémise se focalise sur la source qui l'a créée. La précision de focalisation est directement liée à la taille du réseau d'antennes. Celui-ci est habituellement nommé « miroir à retournement temporel »(*time reversal mirror*).

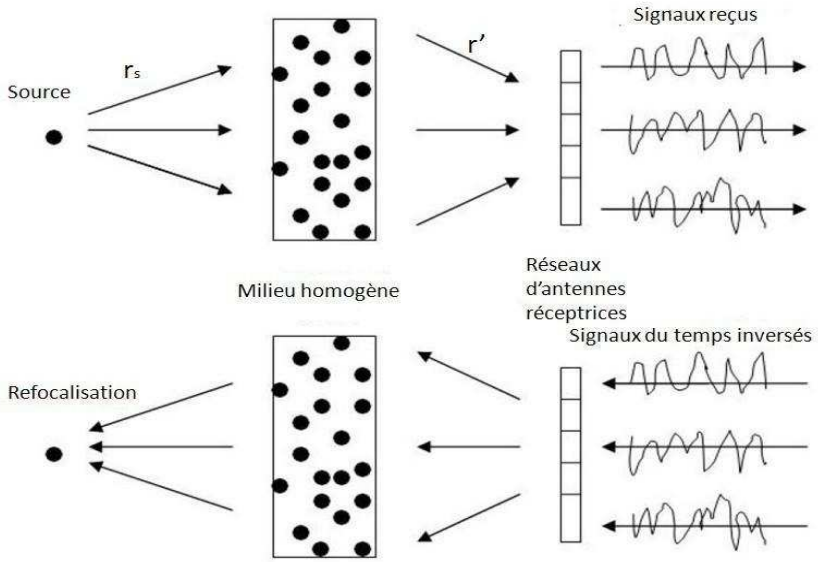

FIGURE 3.1 – Principe du retournement temporel. La propagation du signal vers l'avant et les mesures temporelles (en haut). La propagation des signaux reçus dans la direction inversée du temps vers l'arrière (en bas).

Le principe mathématique peut être décrit par les équations suivantes :

Supposons une impulsion temporelle courte $p(t)$ émise d'un émetteur (la source) se situant en r_s, et se propageant dans un milieu de propagation hétérogène. Elle arrive sur une cible positionnée en r'. Le champ incident observé en r' est donné par :

$$u(r',t) = p(t) * G_F(r', r_s, t) = \int p(\tau) G_F(r', r_s, t-\tau) d\tau \tag{3.1}$$

où $G_F(r', r_s, t)$ est la fonction de Green de l'environnement et le symbole « $*$ »représente la convolution temporelle.

La cible joue maintenant le rôle de source. Les signaux sont envoyés, et reçus par le réseau d'antennes. Le signal enregistré par le k^{ieme} élément du réseau est :

$$u_F(t, r_k) = \int \chi(r') u(r', t) * G_F(r_k, r', t) dr'^2 \tag{3.2}$$

où $\chi(r')$ est la fonction caractéristique qui représente la conversion du champ incident en un champ équivalent diffusé $u(r', t)$ (liée au cœfficient de la cible).

En vision à travers les murs, les paramètres de la scène sans cible (par exemple concernant le mur, sa constante diélectrique et son épaisseur) peuvent être estimés grossièrement et permettent l'estimation de la fonction de Green en espace libre (calculée numériquement par la méthode des différences finies), et donc l'estimation de $u_{BF}(t, r_k)$. La signature de la cible peut être obtenue par soustraction des signatures de la scène avec et sans cible, ce qui s'écrit dans le domaine fréquentiel

par la relation :

$$U_{Fk}(\omega) = \int [\int \chi(r')u(r',t) * G_F(r_k,r',t)dr'^2 - u_{BF}(t,r_k)]exp(-j\omega t)dt \quad (3.3)$$

Les signaux sont finalement inversés temporellement et réémis par le calcul. L'image finalement observée, donnant en chaque point du domaine le cœfficient de réflexion, est donnée par :

$$I(r,t) = \sum_{k=1}^{K} \int [U_{Fk(\omega)}]^* G_C(r,r_k)exp(j\omega t)d\omega \quad (3.4)$$

où $G_C(r,r_k)$ représente la fonction de Green reliant l'élément du réseau k à la scène (au point r) (le symbole « $*$ »représente le complexe conjugué). La qualité de focalisation (résolution) est déterminée par la taille de l'ouverture du réseau d'antennes réceptrices. Dans un environnement hétérogène, l'approche TRM donne une meilleure résolution par rapport aux autres techniques. Elle représente donc une alternative performante de détection de cible dans un environnement complexe. Cependant, elle souffre d'une implémentation temps réelle délicate.

3.1.2 La technique de rétroprojection

Nous présentons dans ce paragrahpe les lignes de l'algorithme bien connu de la rétroprojection conventionnelle, puis nous l'expliciterons plus précisément dans le cadre de notre problématique. Nous donnerons également les raisons de son adoption pour notre étude.

L'algorithme de rétroprojection est très souvent utilisé dans les problématiques d'imagerie radar dans le but de reconstruire une scène composée d'objets statiques ou dynamiques. La réflectivité en un point M de la scène est donnée par la somme des valeurs des signaux reçus sur chaque antenne, prises à un instant t défini par la distance parcourue par l'onde à une vitesse donnée, de l'émetteur à la cible au récepteur.

A la position de la cible, les amplitudes sont sommées de façon cohérente ou non suivant le type d'acquisition. L'algorithme de rétroprojection se décompose classiquement selon les étapes suivantes :

1. la région à imager est divisée en un nombre fini de pixels en largeur et en profondeur ;
2. pour chaque pixel de la scène, on calule le temps de propagation antenne émettrice - pixel - antenne réceptrice, $t_i(n)$;
3. pour chaque antenne réceptrice, et pour chaque pixel, on recherche la valeur du signal associée à cette distance, et on somme ensuite ces valeurs pour connaître la réflectivité $I(x_i,y_i)$.

Les équations utilisées sont précisées ci-dessous dans le cas d'un espace libre :

$$I(x_i,y_i) = \sum_n E[t_i(n),n] \quad (3.5)$$

où

$$\begin{aligned} t_i(n) &= \frac{T_i + R_i(n)}{c} \\ avec \qquad T_i &= \sqrt{(x_i - x_T)^2 + (y_i - y_T)^2} \\ R_i(n) &= \sqrt{(x_i - x_{R(n)})^2 + (y_i - y_{R(n)})^2} \end{aligned} \tag{3.6}$$

et où c est la vitesse de propagation de la lumière en espace libre (m/s) ; $t_i(n)$ le temps de propagation total associé au pixel (x_i, y_i) ; T_i la distance entre l'antenne émettrice et le pixel (x_i, y_i) ; R_i la distance entre le pixel (x_i, y_i) et la n^{eme} antenne réceptrice ; (x_T, y_T) les coordonnées de l'antenne émettrice et $(x_{R(n)}, y_{R(n)})$ celles de la n^{eme} antenne réceptrice.

L'algorithme de rétroprojection standard, à courte portée (par rapport à la taille de l'ouverture du système) donne une image fidèle de la scène. En revanche, pour de longues portées, ou dans le cas de cibles multiples, de nombreux artéfacts viennent entâcher l'image. Pour résoudre ce problème, des algorithmes de rétroprojection modifiée ont été développés.

3.2 Rétroprojection conventionnelle

3.2.1 Création d'un signal ULB synthétique

Dans le but de tester les différents algorithmes de rétroprojection mis au point, il faut au préalable créer un signal synthétique simulant la réponse d'un ou de plusieurs points brillants (représentant chacune cible) soumis à un signal ULB. Le signal reçu (cf. figure 3.2)par l'antenne x_n est donné par la relation :

$$S(x_n, F_l) = \sum_{p=1}^{p=N} \eta_p e^{-j(\frac{2\pi}{c} F_l d_{p,n})} \tag{3.7}$$

Pour chaque antenne réceptrice x_n et pour chaque fréquence F_l, on calcule la somme des réponses de toutes les cibles en fonction de leur cœfficient de réflexion η_p, de la fréquence en cours F_l et de leur distance $d_{p,n}$ à l'antenne émettrice et à l'antenne réceptrice. $d_{p,n}$ se calcule par la relation $d_{p,n} = d_{(T-C_N)} + d_{(C_N - x_n)}$, où $d_{(T-C_N)}$ est la distance de l'antenne émettrice à la cible et $d_{(C_N - x_n)}$ est la distance de la cible à l'antenne réceptrice. N est le nombre total de cibles.

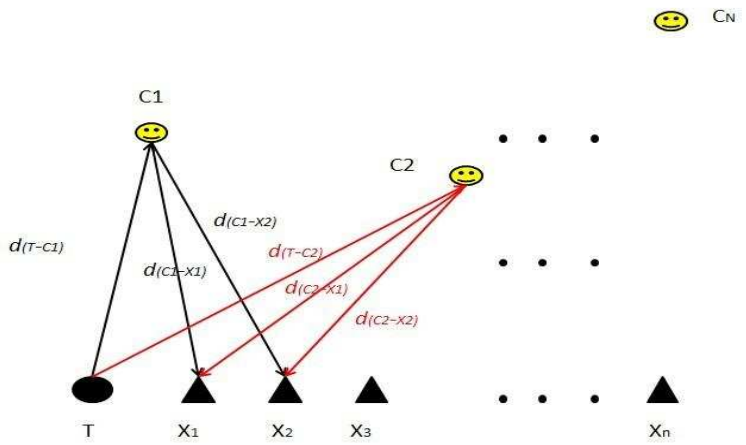

FIGURE 3.2 – Signal sythétique reçu.

Pour appréhender l'influence du mur sur la précision de localisation d'une cible, nous avons modélisé ses effets sur la propagation du signal. Nous avons simulé un mur autant que possible proche de notre mur expérimental. Il s'agit d'un mur de plâtre de trois couches (plâtre - air - plâtre). Le schéma du mur est représenté figure 3.3. Ce mur n'est pas un mur uniforme.

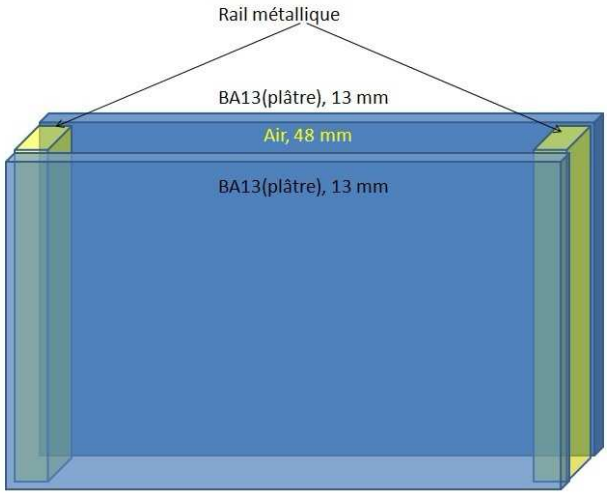

FIGURE 3.3 – Schéma du mur modélisé.

Lorsque les ondes traversent un mur, elles subissent une atténuation et un retard de propagation, à chaque changement de milieu. Ce dernier phénomène est dû, d'une part, au changement de vitesse de l'onde dans le mur $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$, mais aussi au phénomène de réfraction qui allonge le chemin de propagation. A titre d'exemple, le temps nécessaire pour traverser 20 cm d'air est de 0,67 ns alors que celui pour traverser un mur de béton, de même épaisseur (20 cm) est de 1,89 ns [91]. Les déformations du signal apportées par le mur sont évidemment liées aux

caractéristiques du mur.

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour étudier l'influence du mur. La méthode la plus précise est sans aucun doute la FDTD (Finite - Difference Time -Domain) [92] qui cherche à résoudre les équations de Maxwell. Cependant, cette technique est très côuteuse en ressources. Il existe de nombreuses autres méthodes s'appuyant sur des modèles physiques simplifiés, qui sont beaucoup plus rapides tout en donnant des résultats proches de ceux obtenus par la méthode FDTD. Une de ces méthodes, fondée sur le principe des lames à faces parallèles (LFP) [18], consiste à remplacer le mur par une succession de couches de matériaux et d'air. Cette méthode est adaptée aux murs à base de briques ou de moellons [18].

Pour tenir compte du comportement du mur, on intègre dans la formule (3.7) des coefficients d'atténuation et de déphasage, qui viennent pondérer les composantes fréquentielles du signal :

$$S(x_n, F_l) = \sum_{p=1}^{p=N} \alpha(F_l) \cdot \eta_p e^{-j(\frac{2\pi}{c} F_l d_{p,n} + \varphi(F_l))} \tag{3.8}$$

$\alpha_{(F_l)}$ est l'atténuation fréquentielle et $\varphi(F_l)$ est le déphasage fréquentiel.

La figure 3.4 montre le coefficient de transmission (amplitude, phase) [93] du mur représenté sur la figure 3.3. La constante diélectrique du plâtre du mur simulé est de 4,37, la constante diélectrique de l'air est de 1. L'épaisseur du mur (plâtre + air + plâtre) est de $(1,3 + 4,8 + 1,3) = 7,4$ cm.

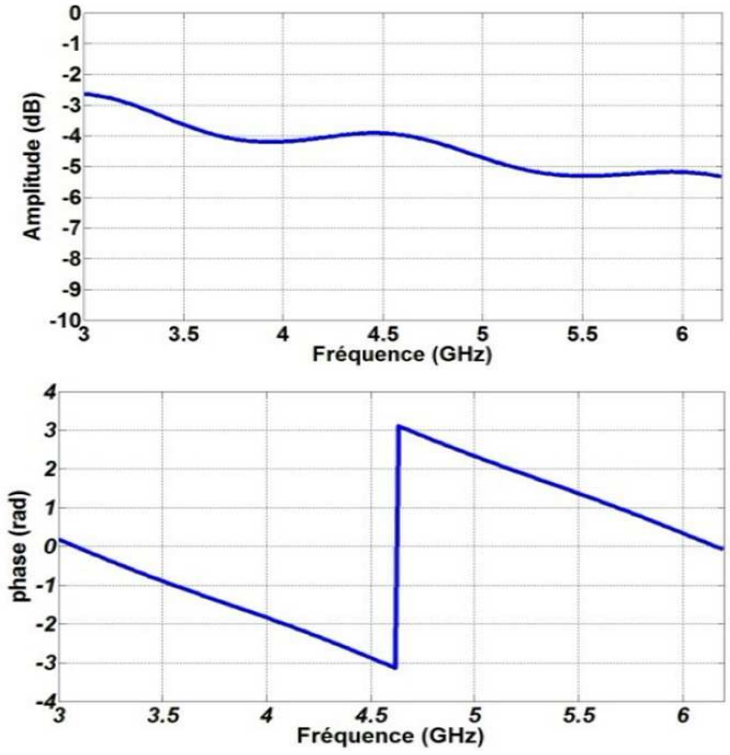

FIGURE 3.4 – Cœfficient de transmission (amplitude et phase) du mur représenté figure 3.3.

La pondération des amplitudes a pour conséquence d'atténuer l'amplitude du signal reçu (cf. figure 3.5) tandis que les termes de phase contribuent au retard temporel engendré par le mur. Ainsi, on reproduit d'une façon assez proche de la réalité, l'effet du mur sur un signal ULB.

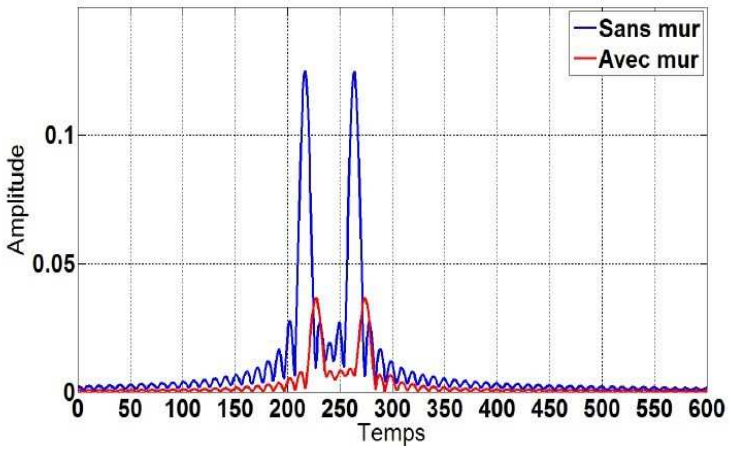

FIGURE 3.5 – Signaux reçus simulés sans mur et avec mur.

3.2.2 Principe

L'objectif de la rétroprojection [94] est de fournir une image permettant de visualiser les échos correspondants aux cibles présentes dans la scène. Son principe est de reporter sur une grille pré-dimensionnée à une échelle géométrique voulue les valeurs des signaux reçus. Le principe de l'algorithme a été rappelé § 3.1.2.

Pour une antenne donnée, on construit une matrice où chaque cellule correspond à une surface élémentaire. On construit autant de matrices que d'antennes (en pratique, l'approche diffère afin d'optimiser : 1) les temps de calcul, 2) l'espace mémoire, 3) la résolution). Connaissant la position de l'antenne, on calcule la distance de chaque cellule à celle-ci. Cette distance est sauvegardée dans la cellule concernée. Pour chaque matrice et pour chaque cellule, on récupère la valeur du signal de l'antenne concernée (i.e., correspondant à la distance enregistrée dans la cellule). On calcule alors la réflectivité en chaque point (x, y) à l'aide de la formule de l'algorithme de rétroprojection conventionnelle [95] (cf. figure 3.6) :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} s(x_{r,n}, d = \delta_n) e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_n F_c} \tag{3.9}$$

avec $s(x_{r,n}, d = \delta_n)$ valeur du signal à la distance δ_n théoriquement parcourue (associée au point (x, y)) et F_c, la fréquence porteuse donnée par $\frac{(F_{min}+F_{max})}{2}$. Le terme de phase $j2\pi\delta_n F_c$ est introduit afin de compenser la phase de la fréquence porteuse.

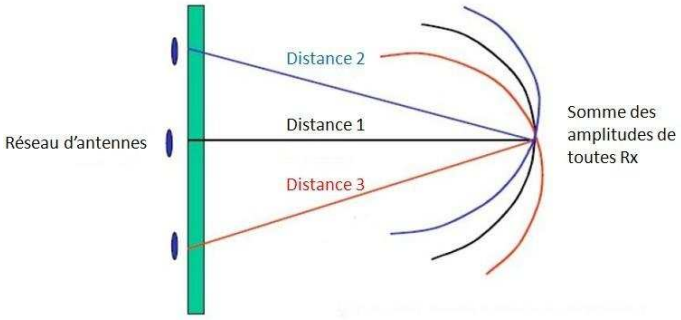

FIGURE 3.6 – Vision imagée de la technique de rétroprojection.

3.2.3 Simulations

Afin de vérifier les performances et la faisabilité de la méthode de rétroprojection conventionnelle, appliquée à la détection et à la localisation de cibles derrière un mur, nous avons simulé la scène de la figure 3.7. Celle-ci est constituée de 2 cibles ponctuelles, situées derrière une cloison en plâtre. Le système de « vision à travers le mur »est constitué d'une antenne émettrice située en $T_x(0,0)$ et de trois antennes réceptrices $R_{x1}(40,0), R_{x2}(-40,0)$ et $R_{x3}(-80,0)$. Le domaine d'étude fréquentiel varie de 3 GHz à 6,2 GHz par pas de 15 MHz. Les cibles sont à $(0,120)$ et $(-80,80)$ respectivement. La dimension de la scène est de 200×200 cm^2. Le mur est modélisé par 2 couches de plâtre et une couche d'air au milieu (épaisseur totale de 7,4 cm) (cf. figure 3.3). La constante diélectrique du mur est $\epsilon_r = 4,37$. Les cibles sont simulées par deux points brillants. L'ensemble de la scène de mesure est découpé en cellules élémentaires de 1 cm^2 sur lesquelles s'applique l'algorithme de rétroprojection. Une comparaison de résultats de simulation de détection et de localisation de ces deux points brillants sans mur et avec mur est représentée figure 3.8 et 3.9.

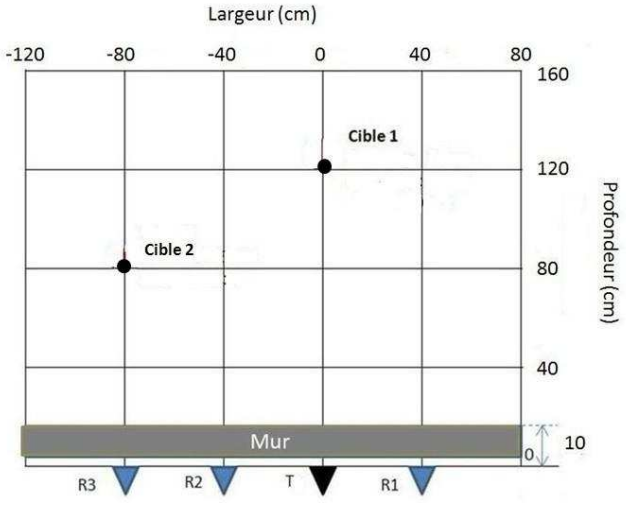

FIGURE 3.7 – Scène de mesure.

Les deux cibles sont bien détectées. On constate cependant plusieurs types d'altérations dans l'image. Nous avons recensé trois types de défauts :

- les artéfacts : traces d'ellipses (en bleu clair sur la figure 3.8) qui rendent le contour des cibles difficile à distinguer ;
- les points d'ambiguïté ou cibles fantômes : ils correspondent à des points d'intersection d'ellipses non due à des cibles, ils sont intrinsèques à la méthode de rétroprojection ;
- la diminution de la résolution spatiale : elle se traduit par une « tache »formée par un nuage de points au lieu d'un seul point (dans le cas de sources ponctuelles). Elle dépend de « l'épaisseur »des traces d'ellipses.

Cette situation résulte du fait que la sommation est partiellement cohérente dans un voisinage du point brillant (liée principalement au mur et à la non directivité des antennes). Avec l'augmentation de la distance radar/point brillant la cohérence entre les différents signaux reçus par les antennes diminue. Enfin, les artéfacts provoquent des lobes secondaires. A cause de ces défauts, il est difficile, d'une part, de localiser précisement la cible, et d'autre part, de différencier les résultats obtenus avec mur et sans mur. Sur l'image de résultat en 3D, les amplitudes des points brillants (cibles) sont beaucoup plus importantes que les autres.

Afin d'améliorer la résolution et de supprimer les artéfacts et les points d'ambiguïté, nous allons proposer différentes variantes de rétroprojection.

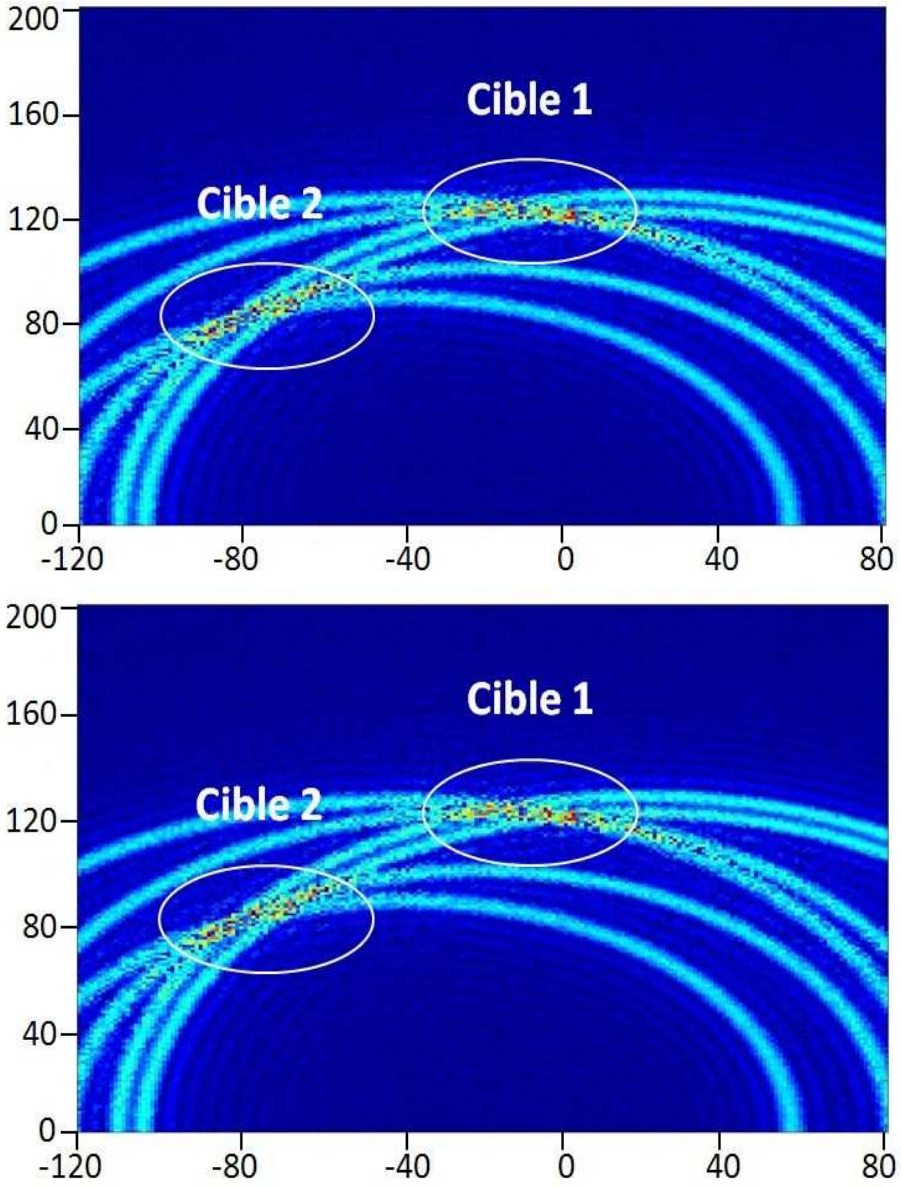

FIGURE 3.8 – Résultats obtenus en deux dimensions de la simulation de localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection conventionnelle (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

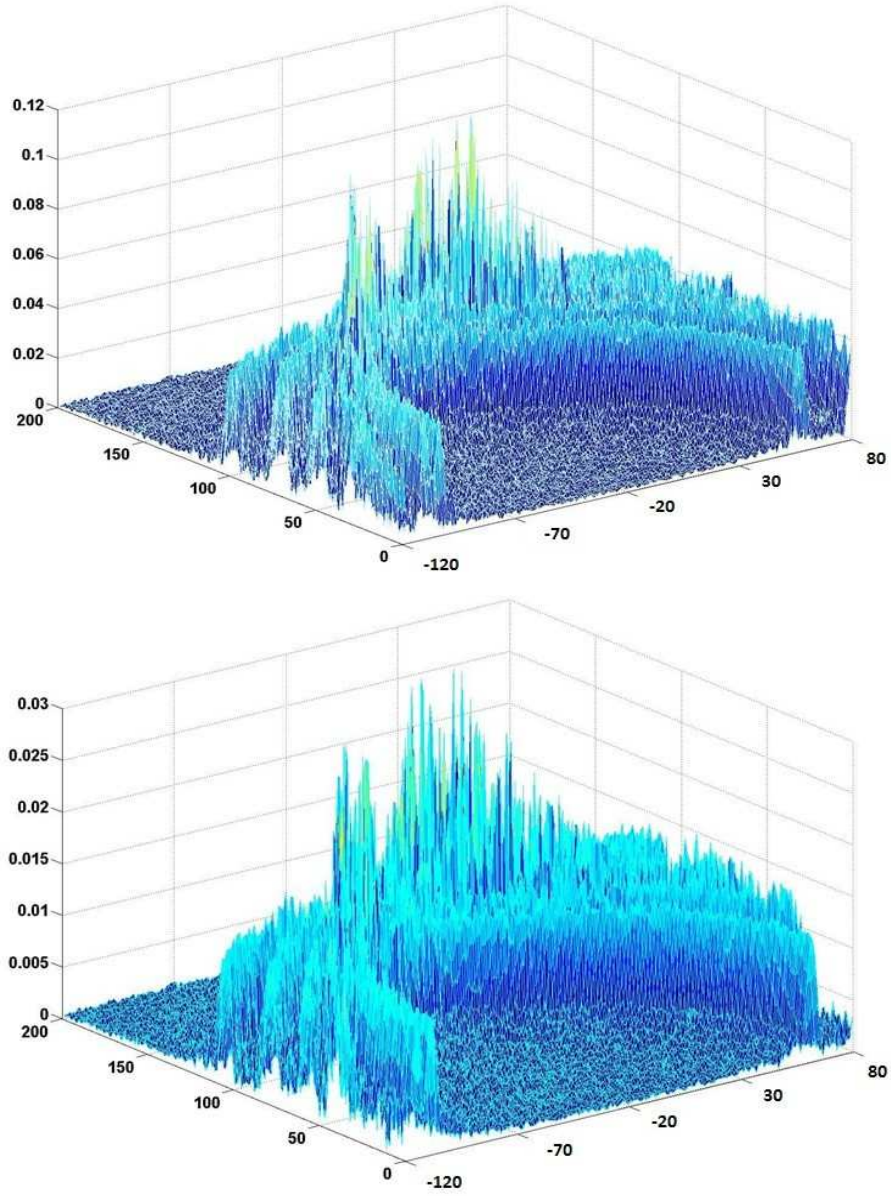

FIGURE 3.9 – Résultats obtenus en trois dimensions de la simulation de localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection conventionnelle (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

3.3 Rétroprojection utilisant la cross corrélation

3.3.1 Principe

Avec comme objectif de minimiser les traces des artéfacts et d'augmenter la résolution des images, la rétroprojection avec cross corrélation est proposée dans [95]. L'idée est d'utiliser, lors de l'estimation de la valeur du pixel, le résultat de la corrélation entre les valeurs des signaux et celles d'une antenne dite « antenne de référence ». Chaque valeur du signal correspondant à la distance en cours est transformée, intégrée et moyennée. L'équation de rétroprojection avec cross corrélation s'exprime de la manière suivante :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} s(x_{r,n}, d=\delta_n) e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_n F_c} \cdot s_{ref1}(x_r, d=\delta_{ref1}) e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_{ref1} F_c} \qquad (3.10)$$

Les variables utilisées dans la formule (3.10) sont les mêmes que celles utilisées dans la formule (3.9). Dans l'idéal, ces antennes de référence devront posséder certaines propriétés : elles devront par exemple « voir »l'ensemble de la scène, ou *a minima* (en pratique) être beaucoup moins directionnelles.

3.3.2 Simulations

La même scène que précédemment a été simulée (cf. figure 3.7), puis traitée par l'algorithme de rétroprojection avec cross corrélation. Les figures 3.10 et 3.11 montrent les résultats obtenus. Les traces d'artéfacts sont moins importantes qu'avec l'algorithme de rétroprojection conventionnelle. Les cibles sont mieux détectées. Par contre, on note toujours des points d'ambiguïté, qui peuvent rendre difficile l'interprétation de la scène, lors, par exemple, d'un suivi des trajectoires dans le cas de cibles mobiles.

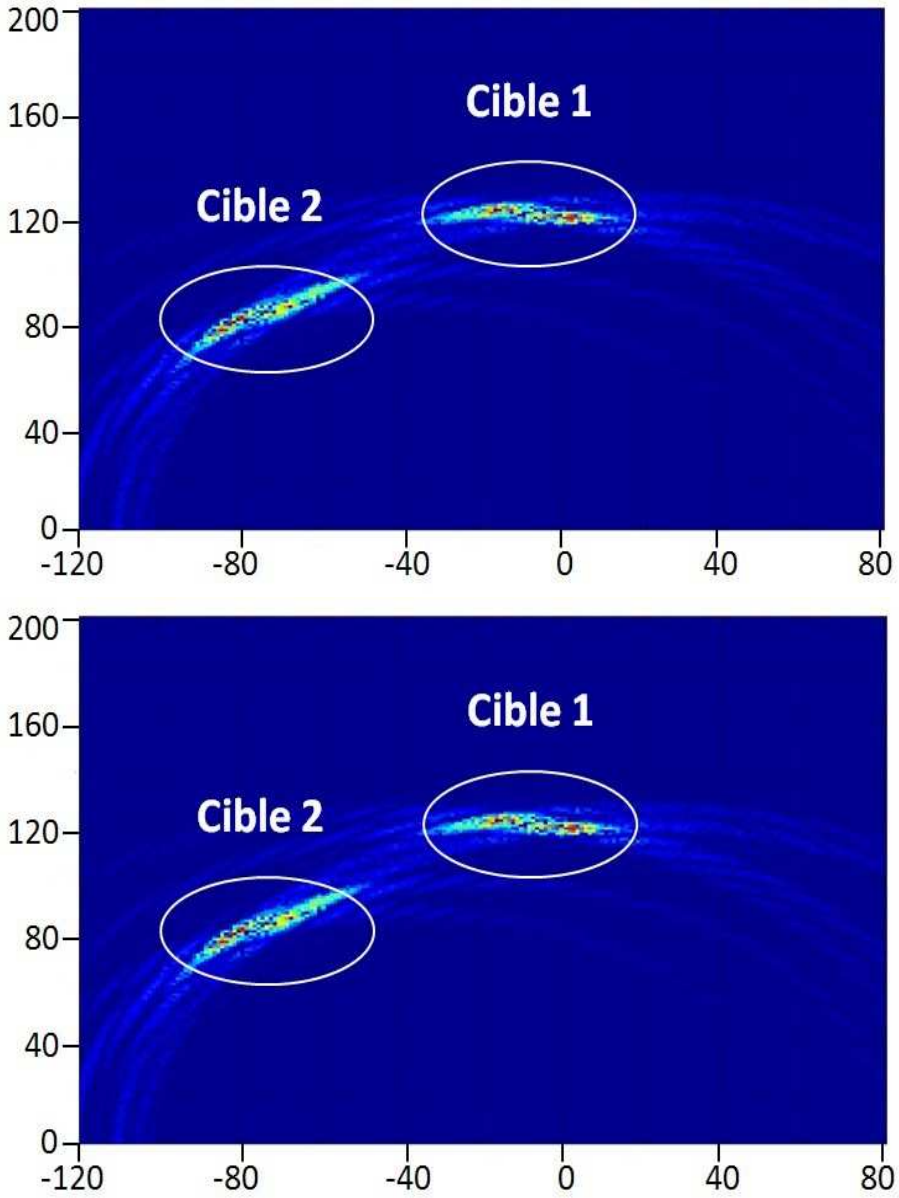

FIGURE 3.10 – Résultats obtenus en deux dimensions de la simulation de la localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection avec cross corrélation (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

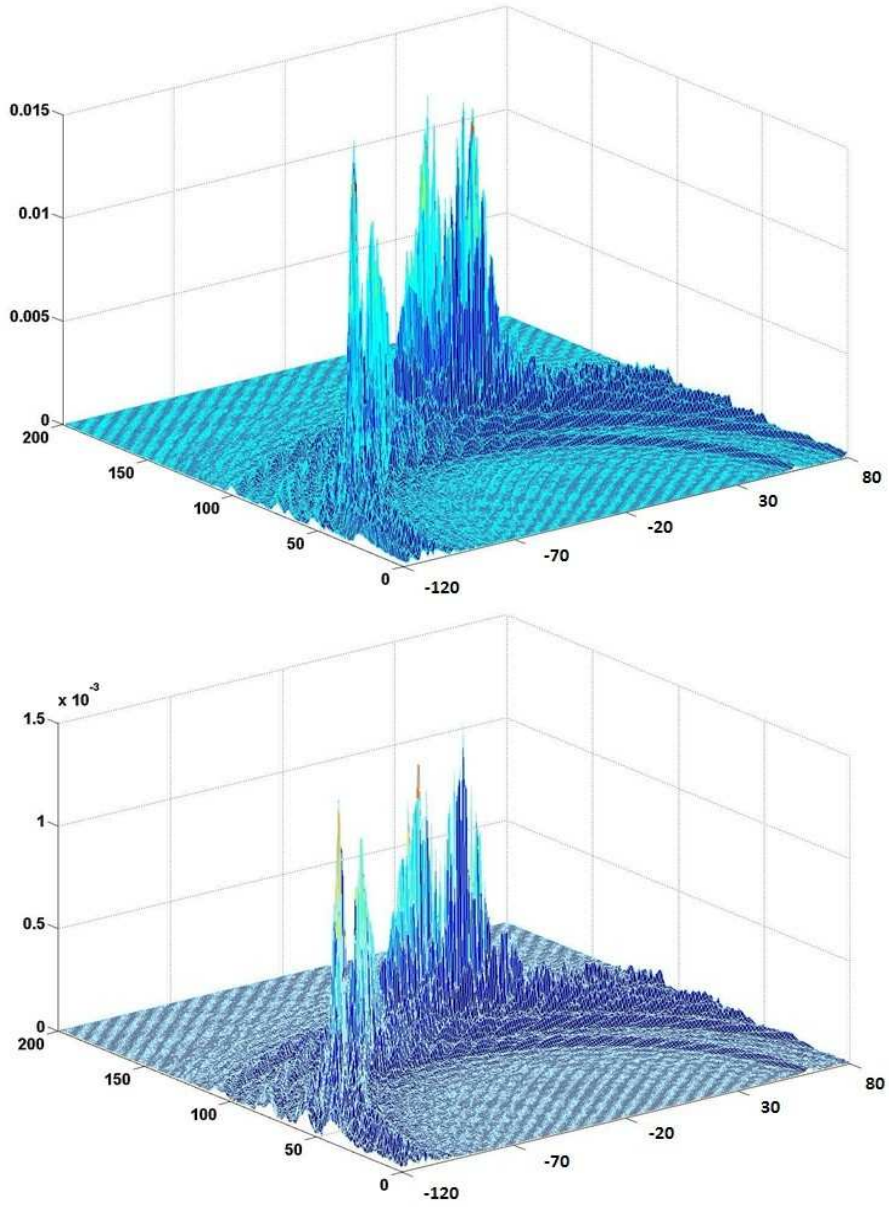

FIGURE 3.11 – Résultats obtenus en trois dimensions de la simulation de la localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection avec cross corrélation (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

Bien que les traces d'artéfacts soient moins importantes, les échos des cibles sont toujours très bruités, et fortement défocalisés. L'effet du mur n'est toujours pas clairement visible, excepté le fait de la diminution de l'amplitude d'un facteur 10 des « pics »figure 3.11.

3.4 Rétroprojection avec cross corrélation améliorée

3.4.1 Principe

Afin de supprimer les traces d'artéfacts, un nouvel algorithme est proposé [95]. Il utilise une moyenne calculée autour de la valeur du signal sur une durée d'impulsion $T_{imp} = \frac{1}{BP}$, où BP est la bande passante. On convertit cette durée en distance D_{imp}, ce qui permet de calculer un cœfficient de corrélation :

$$\rho(x,y)_n = \frac{1}{D_{imp}} \int_{r=-D_{imp}/2}^{D_{imp}/2} s(x_{r,n}, d = \delta_n) \cdot s_{ref}(x_{r,ref,}, d = \delta_{ref1}) dx_r, \qquad (3.11)$$

Pour l'antenne n en cours et pour l'antenne de référence, les valeurs des signaux correspondant à la distance i du pixel en cours sont multipliées et intégrées, une moyenne est ensuite calculée. Ce cœfficient de corrélation est ensuite injecté dans la formule (3.10) pour finalement obtenir l'équation ci-dessous :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \rho(x,y)_n e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_n F_c} \cdot e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_{ref1} F_c} \qquad (3.12)$$

En pratique, et compte-tenu de la nature du système et des caractéristiques des signaux, ceux-ci sont préalablement démodulés, on calcule le cœfficient de corrélation. L'expression réellement utilisée pour construire l'image est :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \rho(x,y)_n \qquad (3.13)$$

3.4.2 Simulations

On garde la même configuration de scène de mesure (cf. figure 3.7). Les résultats présentés sur les figures 3.12 et 3.13 montrent que les traces d'artéfacts sont bien moindres. Cependant, il existe des points d'ambiguité même si la résolution d'image a été améliorée.

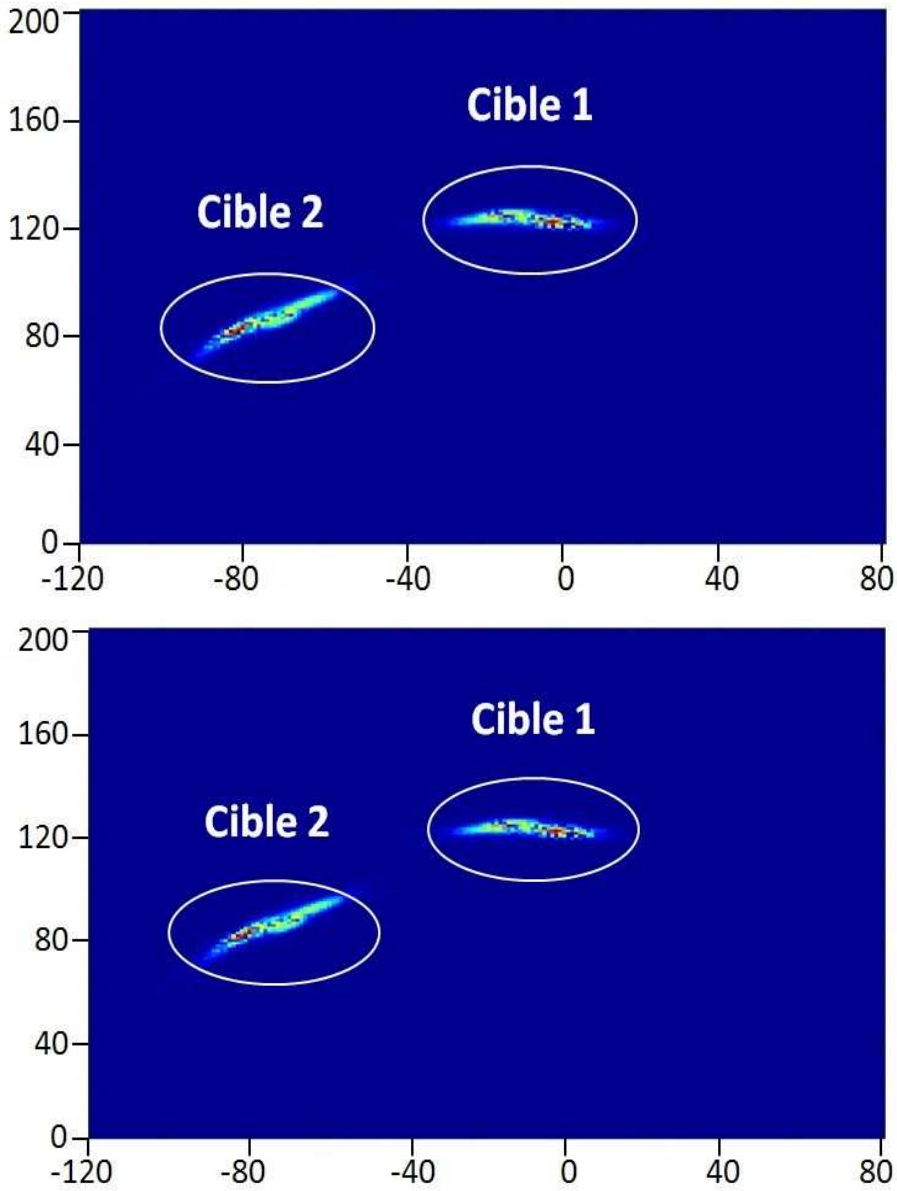

FIGURE 3.12 – Résultats obtenus en deux dimensions de la simulation de localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection cross corrélation améliorée (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

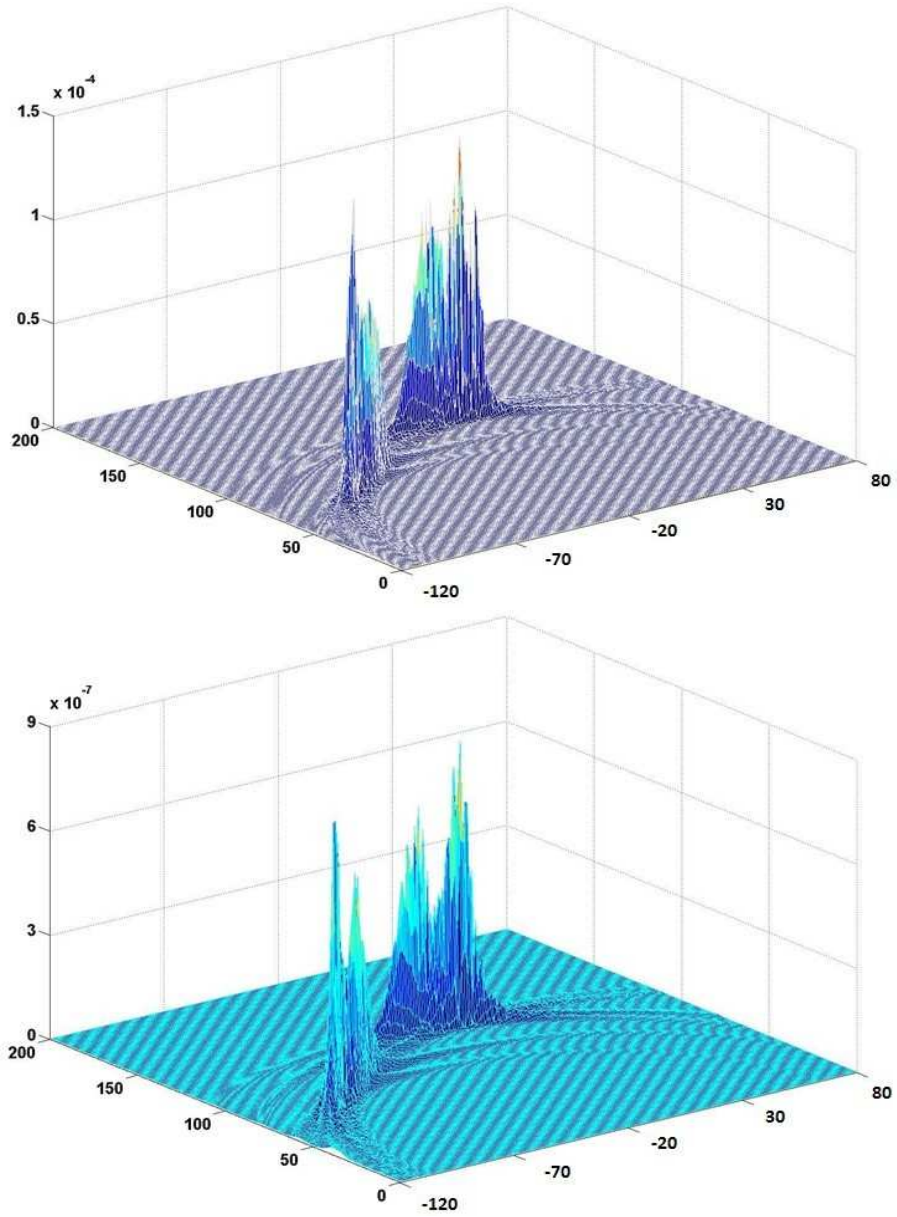

FIGURE 3.13 – Résultats obtenus en trois dimensions de la simulation de localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection cross corrélation améliorée (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

3.5 Rétroprojection bicross corrélée

3.5.1 Principe

L'algorithme de rétroprojection bicross corrélée a été proposé dans [95]. Il s'appuie sur l'algorithme de rétroprojection cross corrélation améliorée. L'idée est d'ajouter une seconde antenne de référence afin de lever l'ambiguïté entre les plots fantômes et les autres. L'algorithme s'exprime donc ainsi :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \rho(x,y)_n e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_n F_c} \cdot e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_{ref1} F_c} \cdot e^{j\frac{2\pi}{c}\delta_{ref2} F_c} \tag{3.14}$$

où le cœfficient de corrélation se calcule à partir du signal acquis sur l'antenne et ceux obtenus sur deux antennes de référence. Le choix de ces dernières est primordial, et guidé par plusieurs stratégies possibles. La contrainte évidente est que l'intersection entre les différents diagrammes de rayonnement doit être non nulle. En pratique, pour les raisons exprimées plus haut, comme la corrélation s'effectue sur les signaux démodulés, la rétroprojection se calcule de la manière suivante :

$$\eta(x,y) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \rho(x,y)_n \tag{3.15}$$

3.5.2 Simulations

Dans le but de supprimer les points d'ambiguïté qui persistent avec les méthodes précédentes, des simulations utilisant la rétroprojection bicross corrélée ont été réalisées [96]. Cette méthode apporte une nette amélioration de la qualité d'image. Les traces d'artéfacts ont pratiquement disparu, et le nombre de points d'ambiguïté a été fortement diminué, surtout dans le cas où le mur n'est pas présent. En même temps, la résolution d'image a été aussi améliorée. On distingue bien les deux cibles à détecter qui se situent autour de leurs positions réelles.

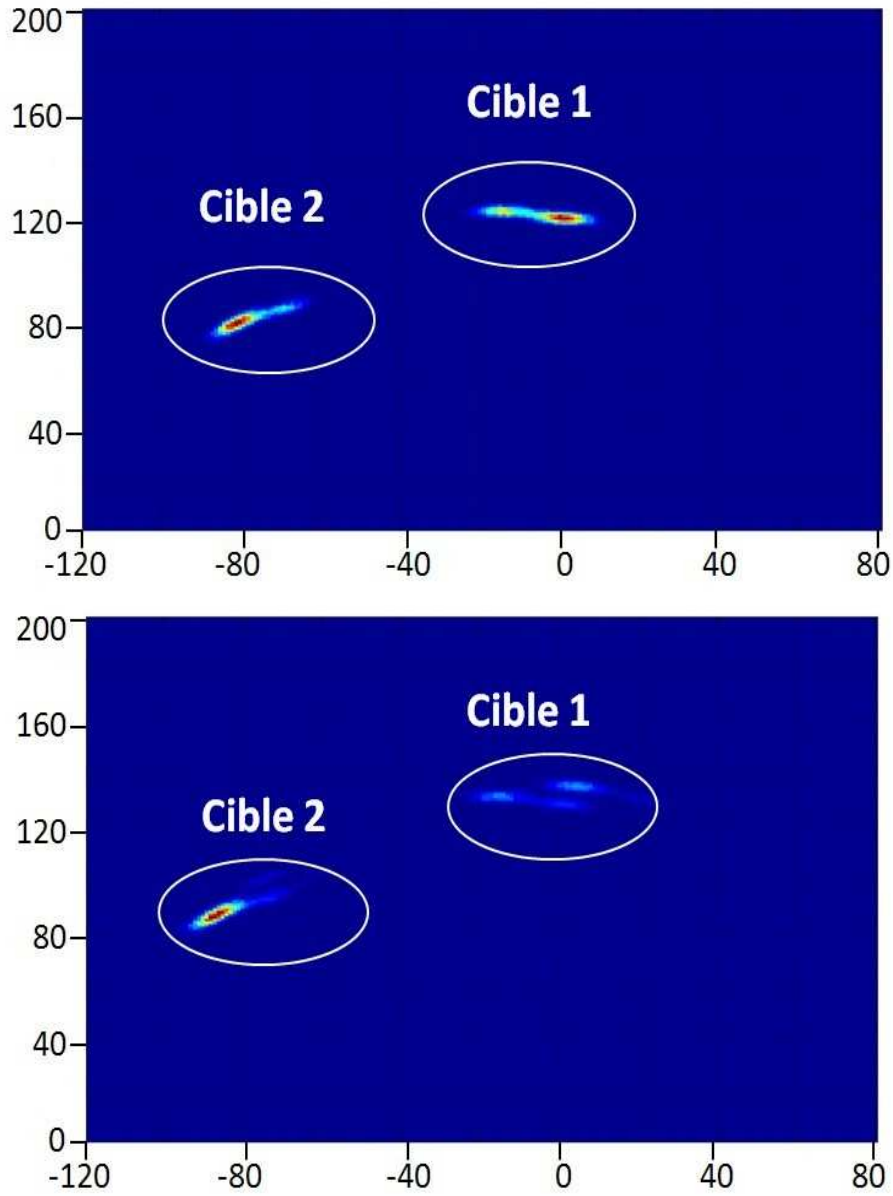

FIGURE 3.14 – Résultats obtenus en deux dimensions de la simulation de la localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection bicross corrélée (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

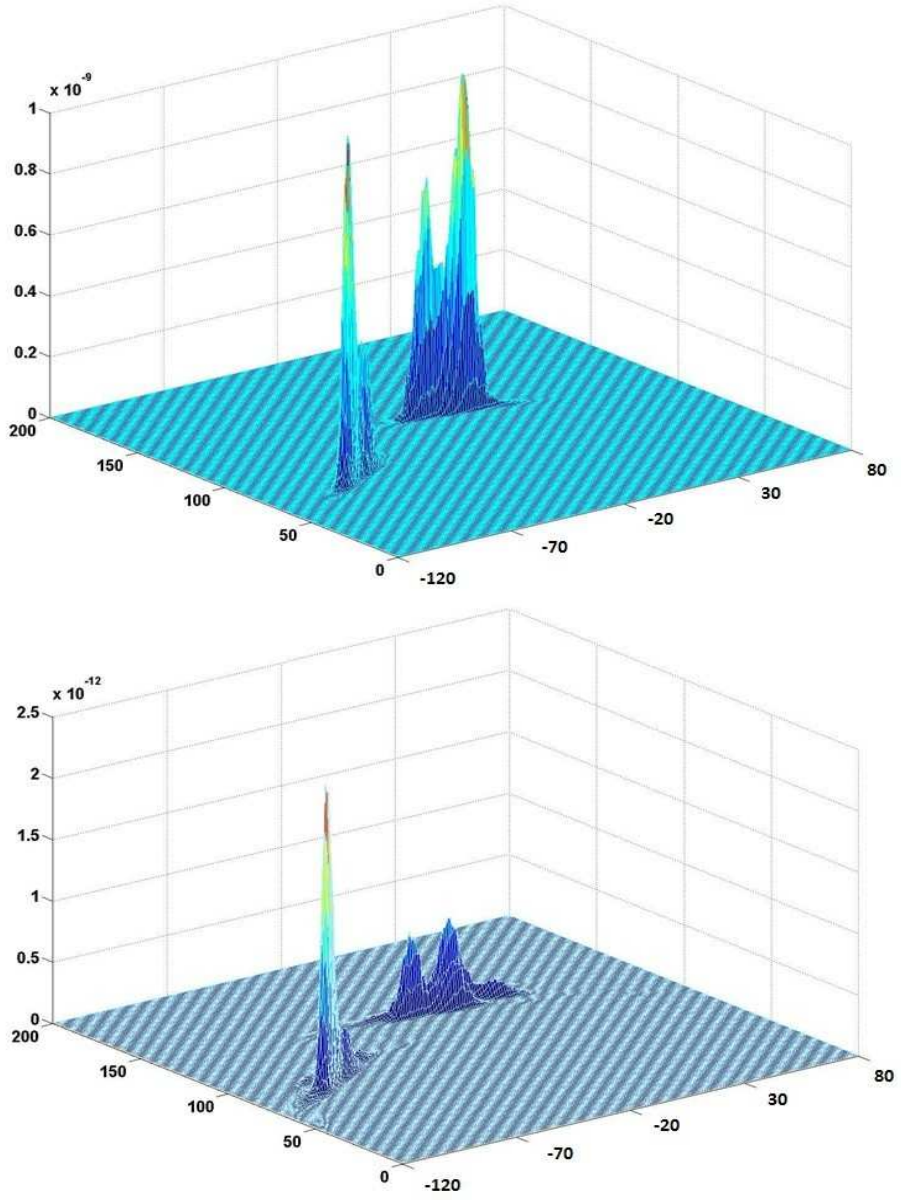

FIGURE 3.15 – Résultats obtenus en trois dimensions de la simulation de la localisation de deux cibles avec la méthode de rétroprojection bicross corrélée (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

La figure 3.16 montre clairement l'effet de la présence du mur devant le dispositif radar sur la localisation des cibles, à savoir :

- la puissance du signal réfléchi est moins importante d'un facteur 1621 pour la cible 1 et d'un facteur 460 pour la cible 2 ;
- une erreur de localisation sur les positions des cibles de 16,76 cm pour la cible 1 et 9,22 cm pour la cible 2 (les cibles sont détectées plus loin qu'elles ne le sont réellement). Ceci est expliqué par le retard temporel engendré par le mur (cf.Tableau 3.1).

	Cible 1	Cible 2
Coordonnées sans mur (cm)	(0, 120)	(-81, 80)
Coordonnées avec mur (cm)	(5, 136)	(-88, 86)
Décalage dû au mur (cm)	16,76	9,22
Atténuation du mur	1621	460

Tableau 3.1 – Comparaison des positions de cible 1 et 2 sans mur et avec mur.

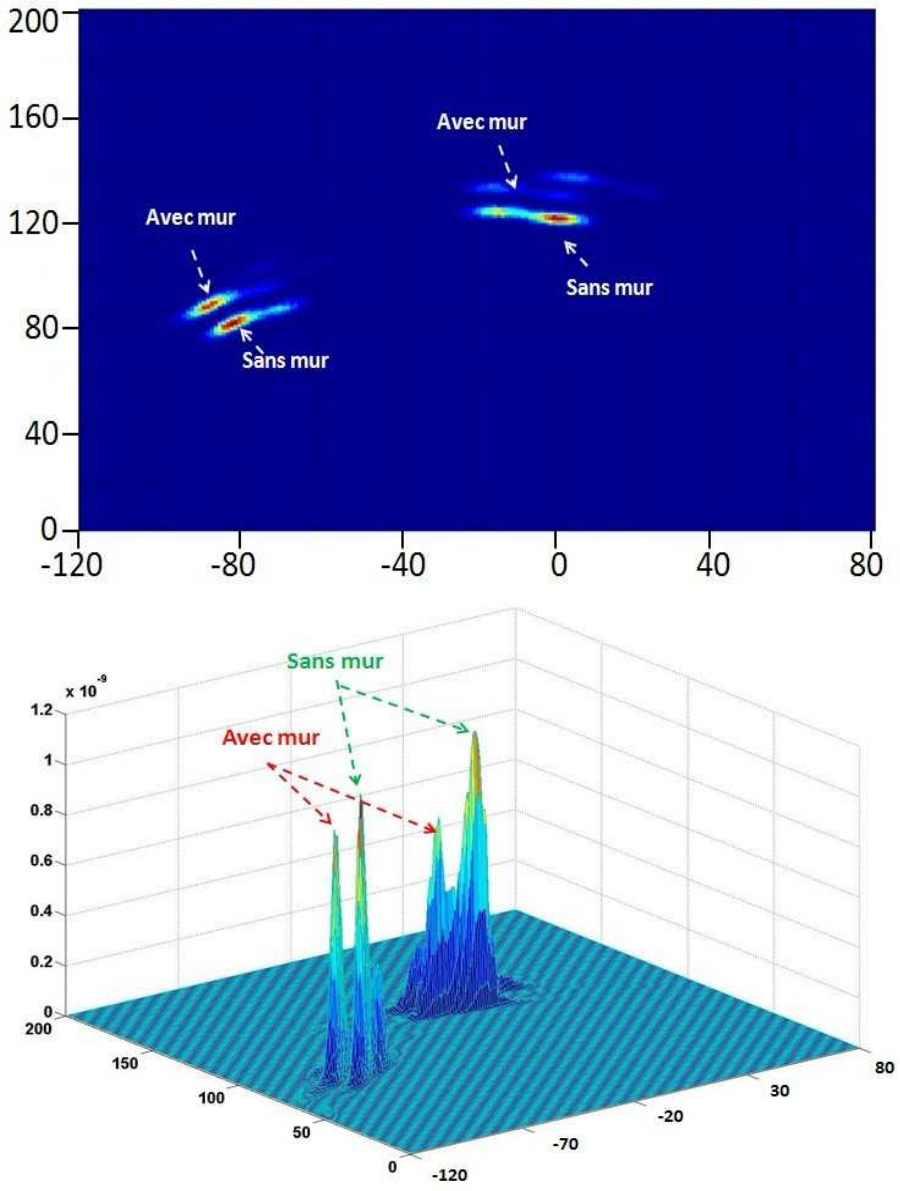

FIGURE 3.16 – Inflence du mur sur la position des cibles détectées. (Signaux amplifiés d'un facteur 460 dans le cas avec mur, afin de superposer, avec la même échelle, les 2 simulations.)

3.6 Résultats expérimentaux des différents algorithmes

3.6.1 Scène de mesure

Le scénario simulé précédemment a été réalisé expérimentalement. La scène est constituée de 2 cibles situées dans une surface de $200 \times 200\ cm^2$. La 1^{ere} cible est une cible en cuivre de forme légèrement ovale (diamètre de 15 cm) avec une hauteur de 160 cm, positionnée à (0, 120). La deuxième cible est rectangulaire de section 10 cm×5 cm avec une hauteur de 155 cm, positionnée à (-80, 80).

Le radar est décrit au § 2.4.2, l'antenne émettrice T est positionnée à (0, 0), et les trois antennes réceptrices R_1, R_2, R_3 à (40, 0), (-40, 0) et (-80, 0), respectivement. Les antennes sont celles décrites dans le chapitre 2. Un mur a été mis devant le radar espacé de 3 cm du mur. Il est composé de deux plaques de BA13 d'épaisseur 13 mm, séparées d'une couche d'air de 48 mm. La configuration de la scène de mesure ainsi qu'une photographie de cette scène (mur enlevé) sont montrées figure 3.17.

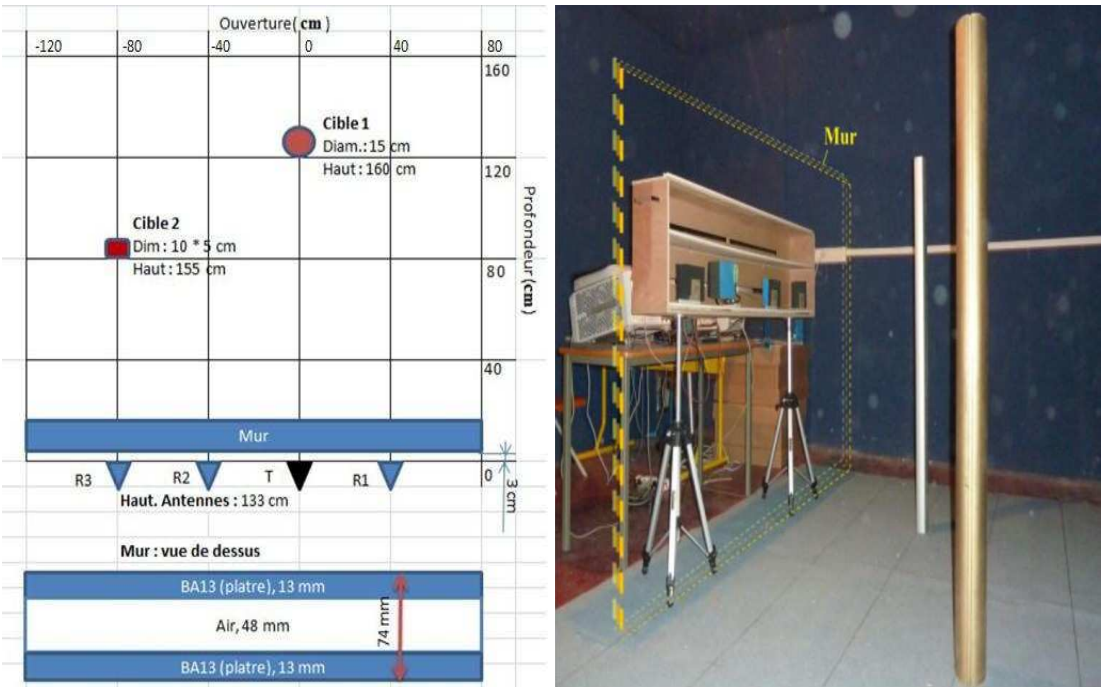

FIGURE 3.17 – Configuration de la scène de mesure (en haut) et photo de la salle de manipulation (en bas).(Le mur est enlevé.)

Les expérimentations ont été menées dans une salle vide de 5 m × 5 m afin de limiter les échos parasites. Les acquisitions des échos des cibles sont obtenues via l'oscilloscope utilisé précédemment. Les signaux reçus sont bruités et oscillants (cf. figure 3.18), mais ils sont utilisés tels que dans les programmes de rétroprojection. Avant d'appliquer la méthode de rétroprojection conventionnelle, on supprime les parties des signaux dues au couplage direct. Leurs amplitudes sont trop importantes par rapport à celles des échos de cibles.

3.6.2 Rétroprojections de signaux réels

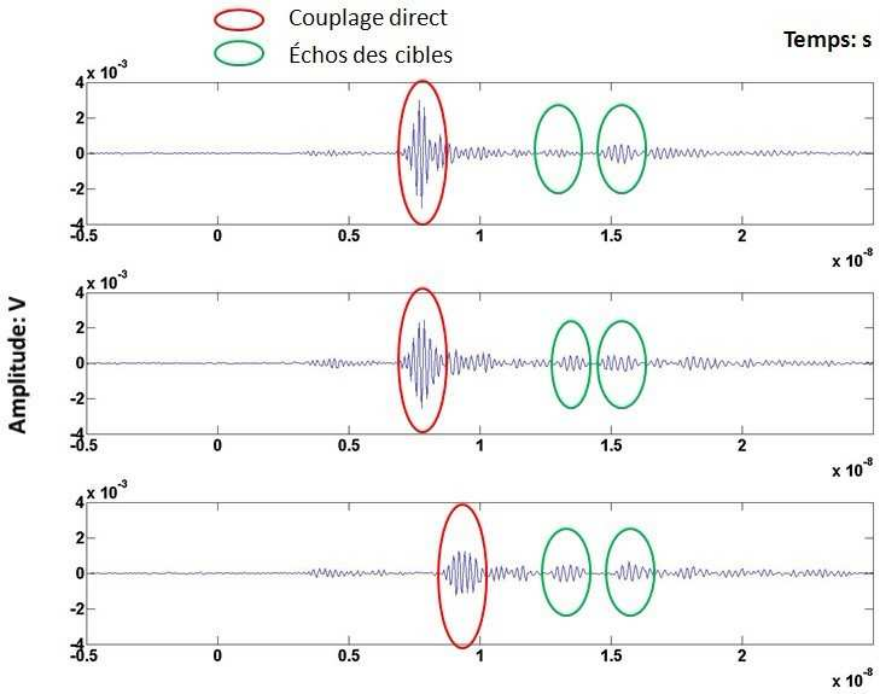

FIGURE 3.18 – Signaux des 2 cibles reçus sans traitement par les 3 antennes réceptrices : R_1 en haut ; R_2 au milieu ; R_3 en bas.

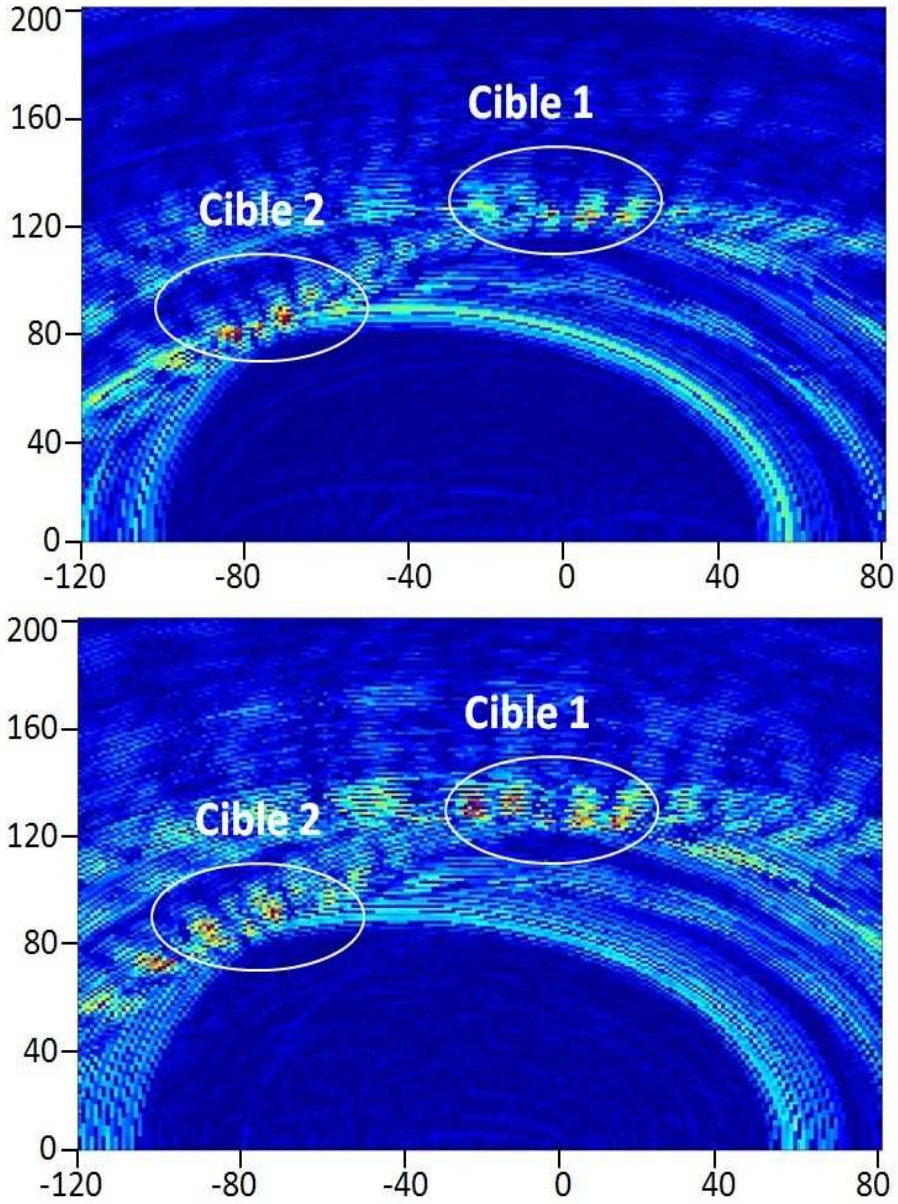

FIGURE 3.19 – Résultats de la rétroprojection conventionelle en deux dimensions obtenus avec les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

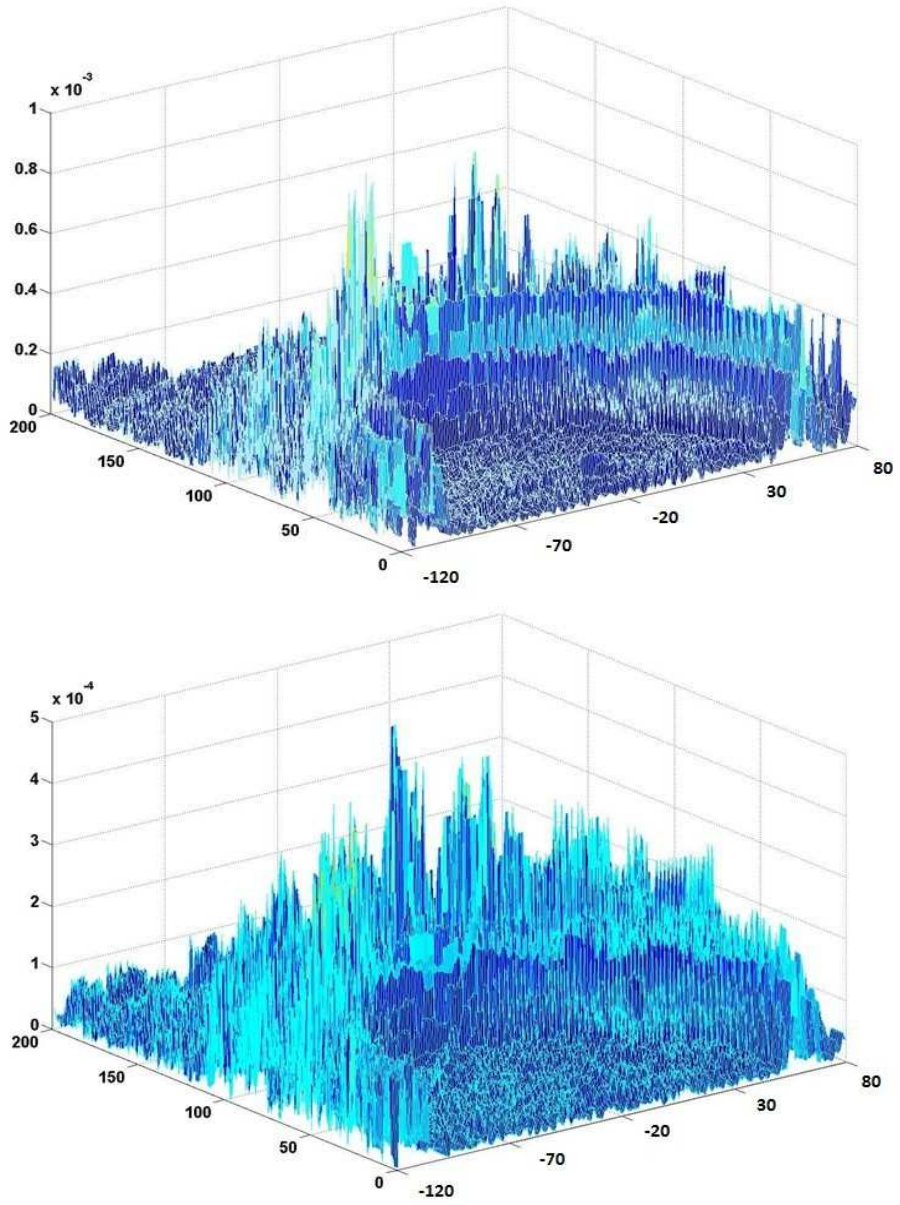

FIGURE 3.20 – Résultats de la rétroprojection conventionelle en trois dimensions obtenus avec les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

Les résultats de la méthode de rétroprojection conventionelle avec les données expérimentales sont représentés sur les figures 3.19 et 3.20. On remarque, avec cette approche sans pré-traitement, qu'il y a de nombreux points d'ambiguïté et d'artéfacts, du fait d'un rapport signal sur bruit relativement faible. En comparant le cas avec mur et sans mur, on observe que dans le premier cas, le niveau de bruit est plus important. Les positions des cibles se distinguent toujours cependant.

Nous avons ensuite appliqué l'algorithme de rétroprojection avec cross corrélation, s'appuyant sur les informations capturées par une antenne de référence afin

de débruiter les signaux. Les résultats sont montrés sur les figures 3.21 et 3.22. L'image est plus « propre »qu'avec la rétroprojection conventionnelle. On a bien diminué les bruits parasites dûs à l'environnement. Dans le cas sans mur, les cibles sont discernables, mais leurs positions ne sont pas très précises.

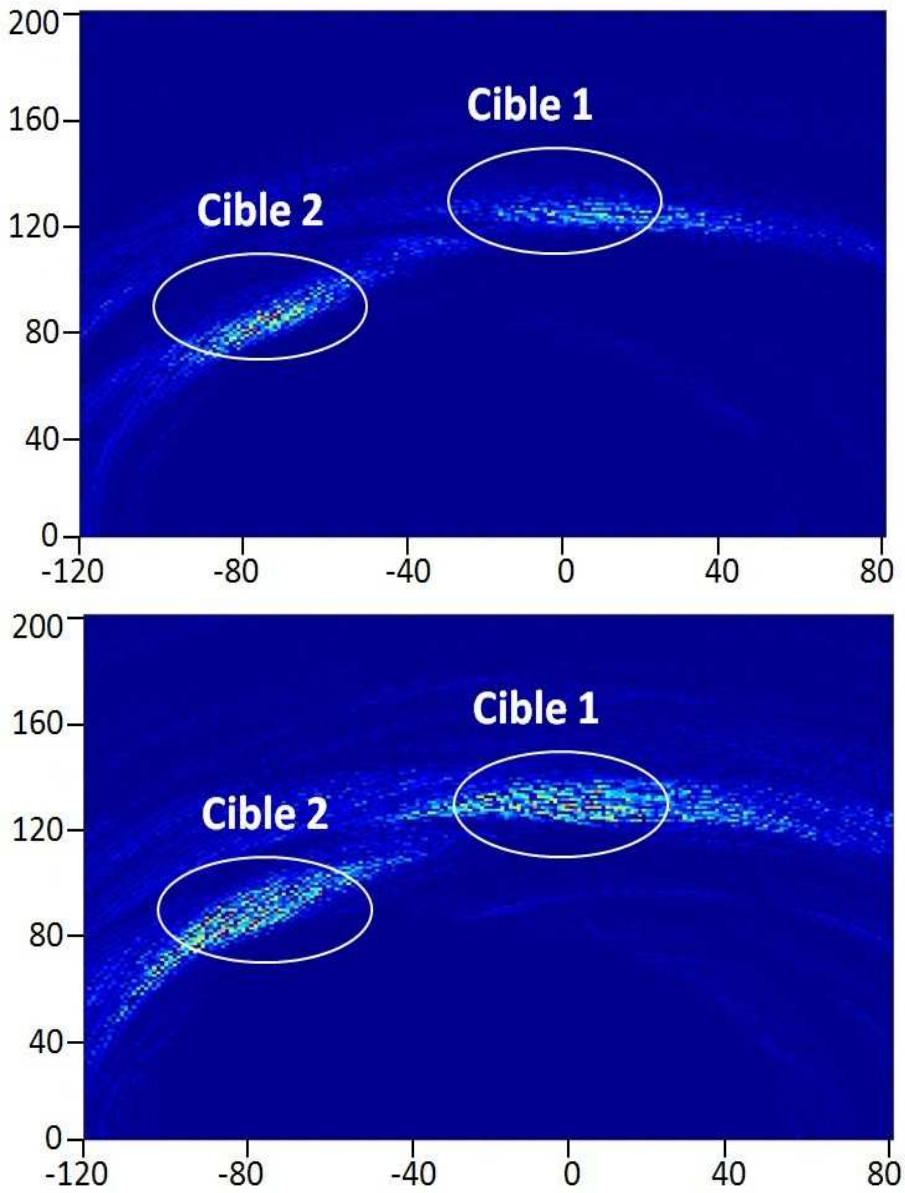

FIGURE 3.21 – Résultats en deux dimensions de la méthode de rétroprojection avec cross corrélation utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

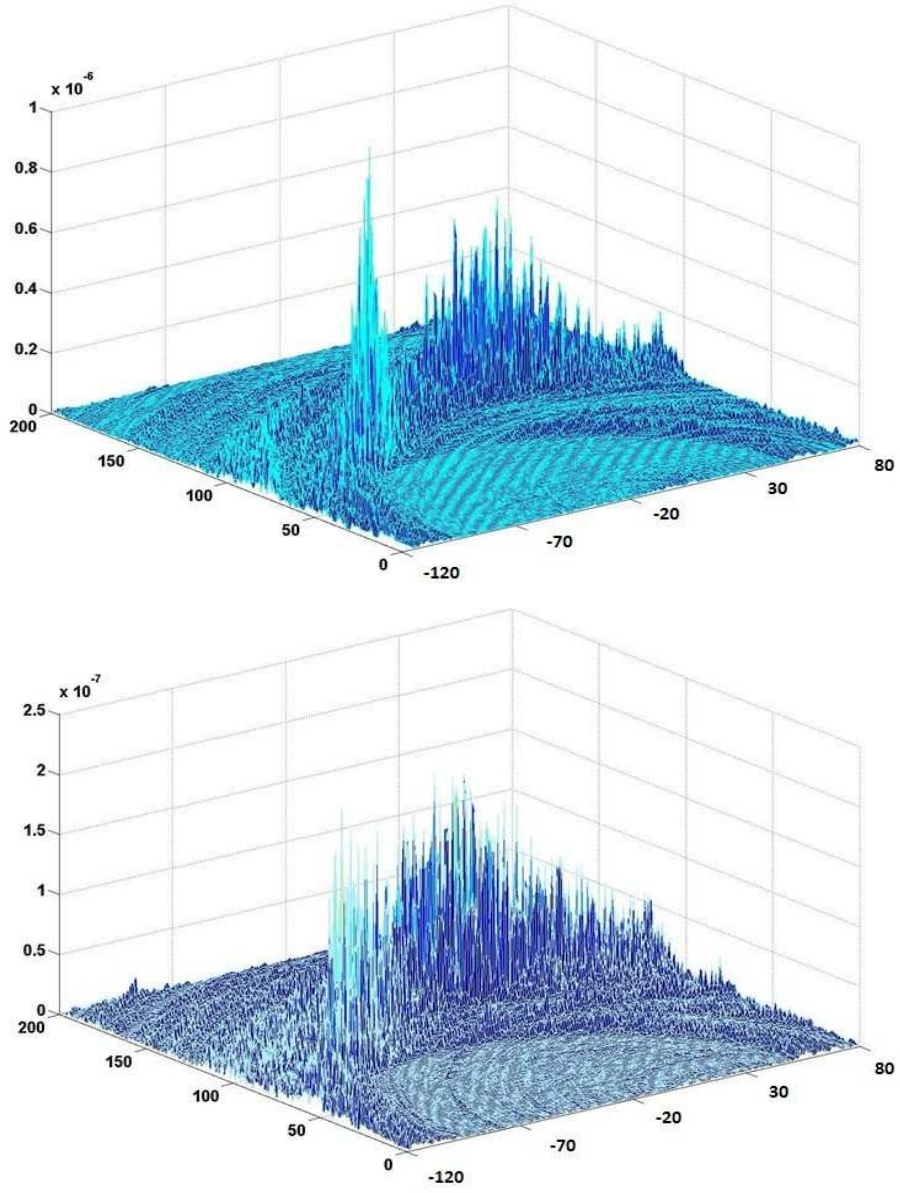

FIGURE 3.22 – Résultats en trois dimensions de la méthode de rétroprojection avec cross corrélation utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

Nous avons également expérimenté la technique de rétroprojection avec cross corrélation améliorée. Les résultats d'estimation avec cette méthode sont présentés sur les figures 3.23 et 3.24. On peut remarquer sur la figure 3.23 que la cible 1 est plus visible dans le cas où un mur est présent. En effet, dans le cas où celui-ci est absent, l'amplitude des signaux associé à la cible 2 est beaucoup plus grande que celle de la cible 1, et donc avec une échelle linéaire, la cible 1 est difficilement visible. En revanche, dans le cas avec mur, les amplitudes des signaux associés aux cibles 1 et 2 sont du même ordre de grandeur, et donc apparaissent, sous ce mode

de représentation, avec la même intensité.

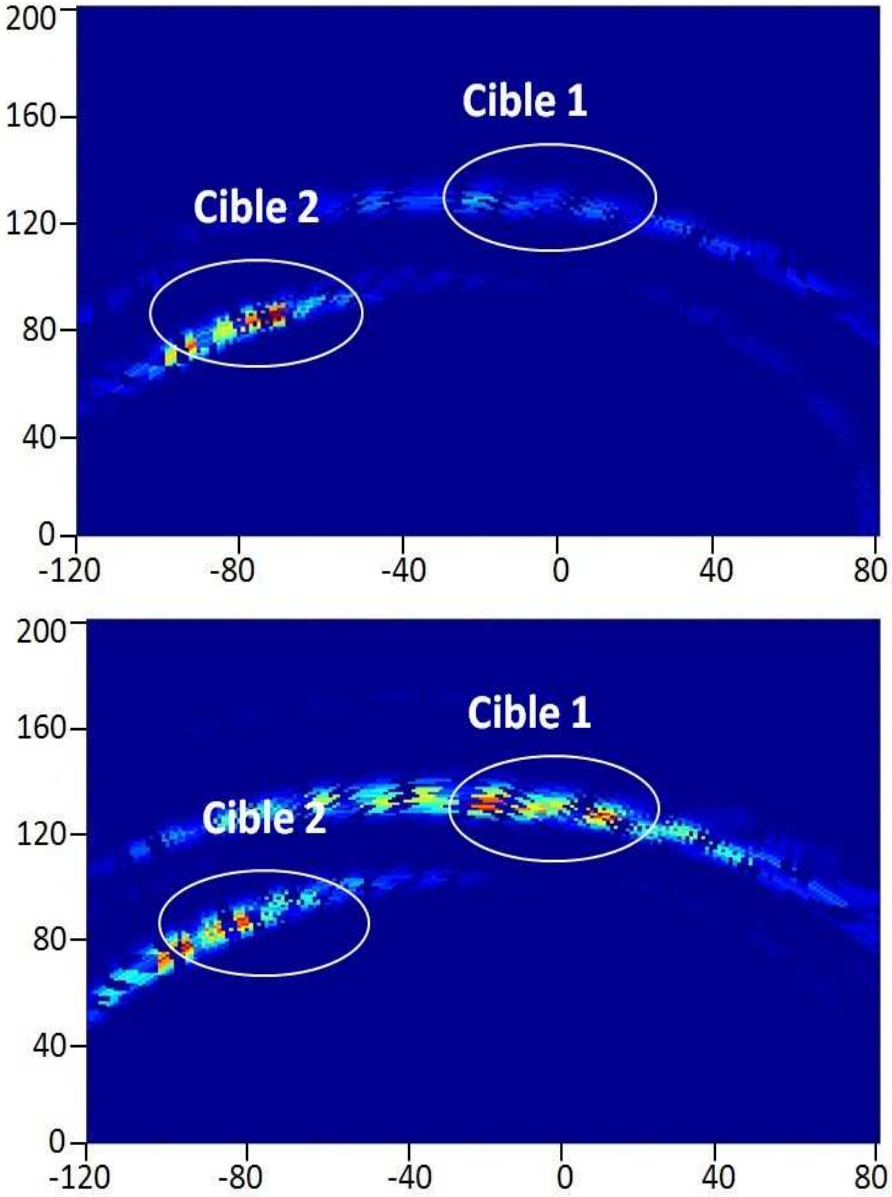

FIGURE 3.23 – Résultats en deux dimensions de la méthode de rétroprojection avec cross corrélation améliorée utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

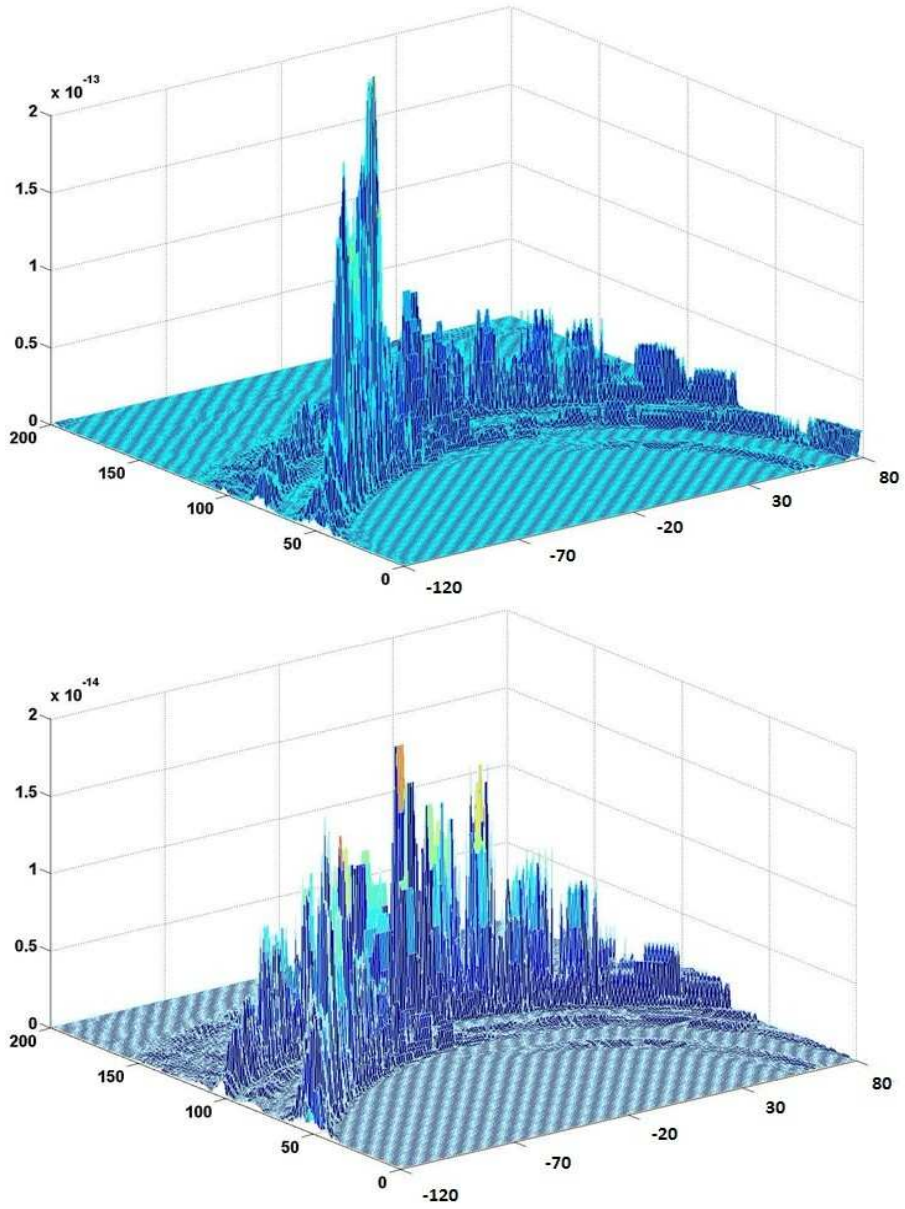

FIGURE 3.24 – Résultats en trois dimensions de la méthode de rétroprojection avec cross corrélation améliorée utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

Cependant, même avec cette dernière méthode, il existe toujours des traces d'artéfacts liées au principe de construction. Afin de les faire disparaître, on a appliqué la méthode de rétroprojection bicross corrélée en ajoutant une seconde antenne de référence. Les résultats sont visibles sur les figures 3.25 et 3.26. On remarque le même phénomène que dans le cas précédent, la cible 1 est quasiment inobservable sur la figure 3.25 dans le cas sans mur. En revanche, on peut noter que les traces d'artéfacts ont quasiment disparu. Les résultats doivent bien sûr être relativisés, car les contraintes sur les antennes références sont fortes. Si celles-ci ne

sont pas respectées, les résultats peuvent être complètement erronés et le taux de non détection relativement important.

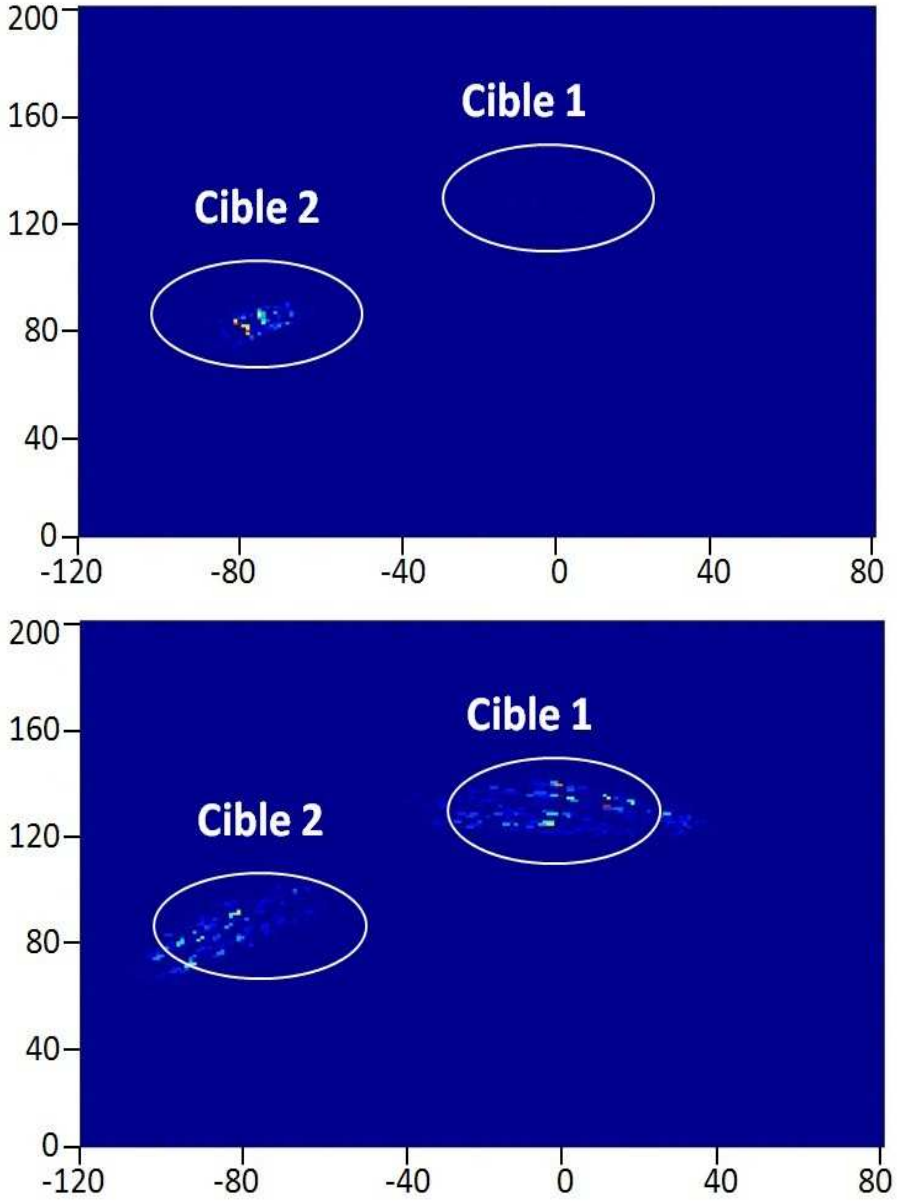

FIGURE 3.25 – Résultats en deux dimensions de la méthode de rétroprojection bicross corrélée utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

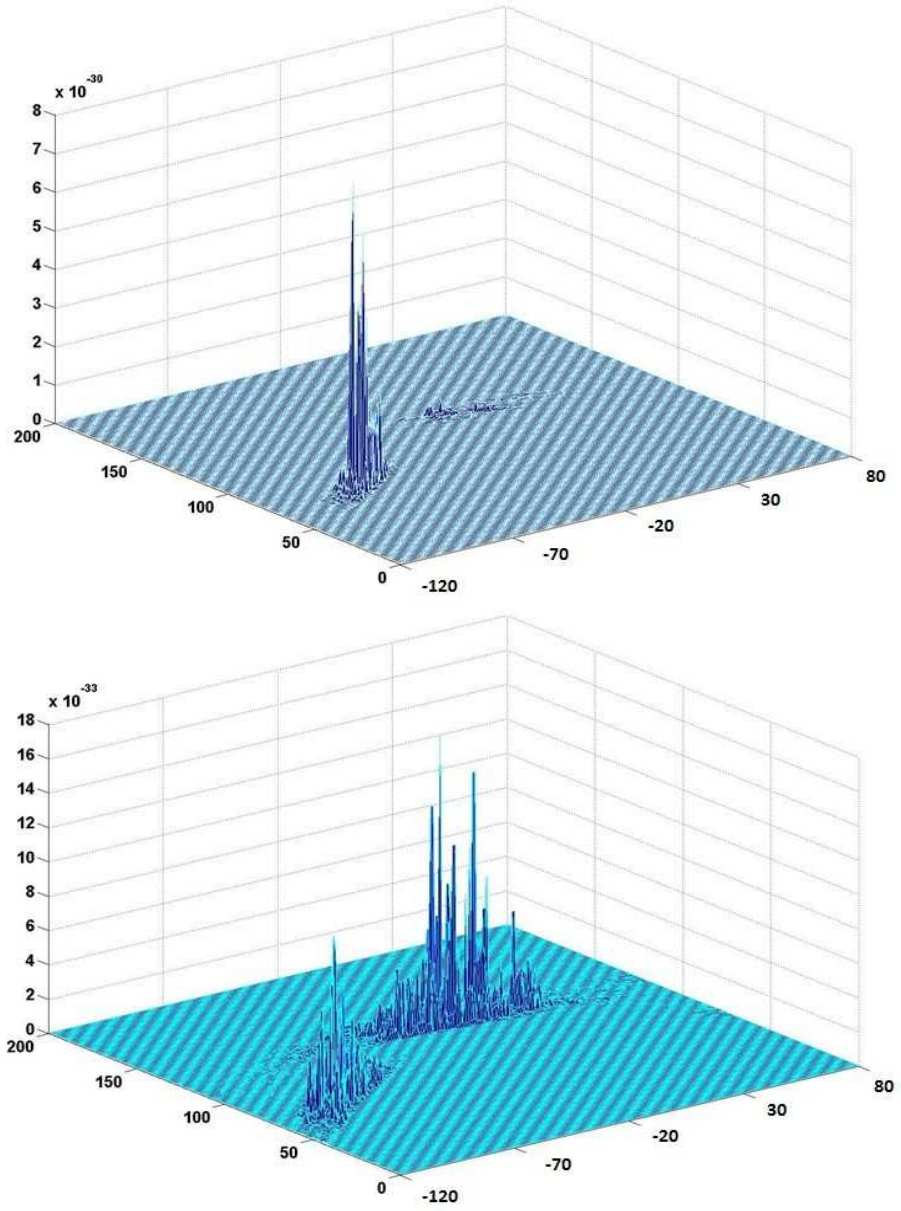

FIGURE 3.26 – Résultats en trois dimensions de la méthode de rétroprojection bicross corrélée utilisant les données expérimentales (sans mur, en haut ; avec mur, en bas).

L'observation sur la figure 3.26 des signaux, montre clairement que l'information est présente. Cependant, sa représentation, (cf. figure 3.25), est difficilement compréhensible. Pour cette raison, nous avons appliqué un prétraitement avant d'utiliser l'algorithme de rétroprojection, en particulier, avec l'objectif de regrouper l'énergie contenue dans les pics que l'on peut observer sur la figure 3.26. En fait, le principal traitement consiste à extraire l'enveloppe des signaux temporels (cf. Figure 3.18). Pour ce faire, nous utilisons les mêmes traitements que ceux utilisés dans le chapitre 2, en particulier le MOS d'ordre 4 qui permet en plus

d'augmenter le rapport signal sur bruit.

La figure 3.27 montre les résultats de l'algorithme de rétroprojection bicross corrélée, dans le cas où un prétraitement des signaux par un MOS d'ordre 4 est effectué. Les cibles 1 et 2 apparaissent clairement.

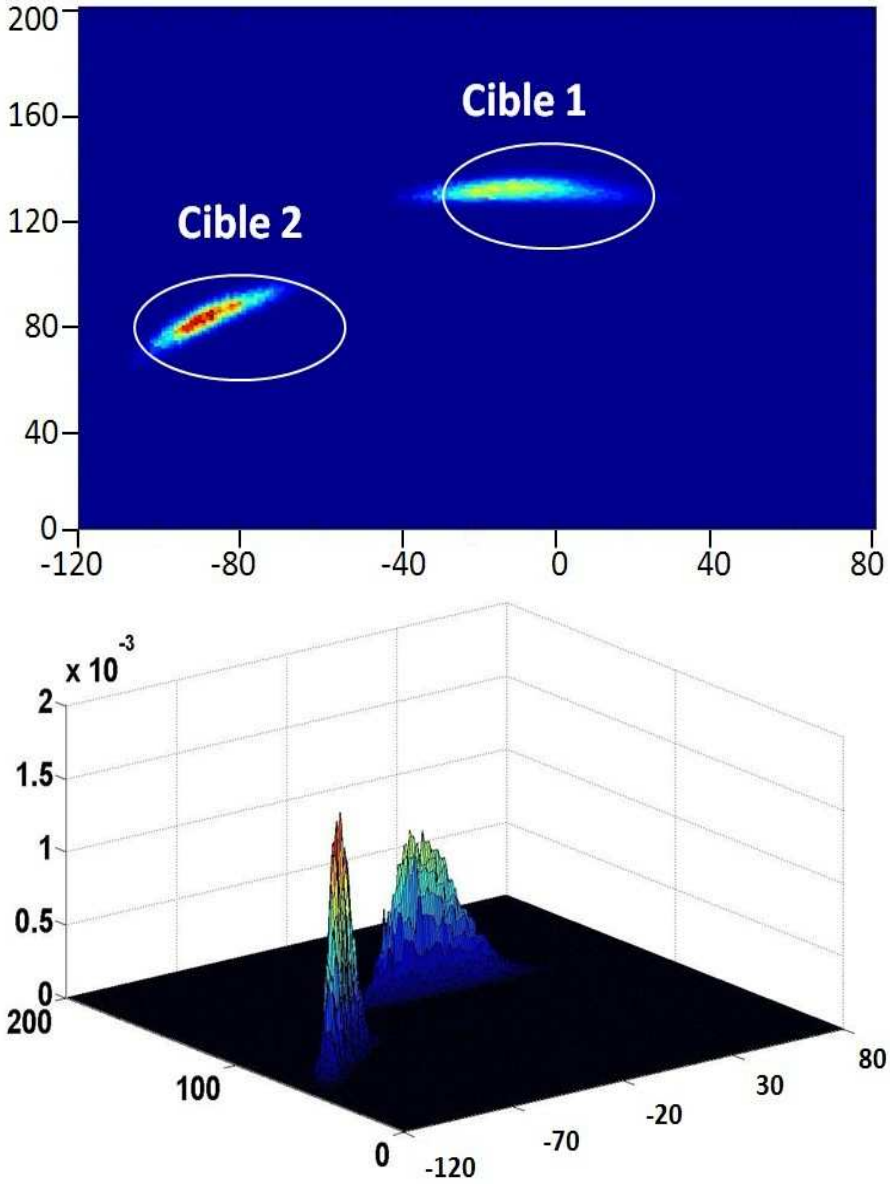

FIGURE 3.27 – Résultats en deux et trois dimensions de la méthode de rétroprojection bicross corrélée utilisant les données expérimentales et sur lesquelles un prétraitement MOS d'ordre 4 est appliqué (avec mur et sans couplage direct).

La figure 3.28 permet d'observer les effets du mur, comme nous les avons déjà observés avec les signaux simulés (cf. figure 3.16). On retrouve le décalage et l'atténuation (cf.tableau 3.2). On observe aussi que les cibles sont décalées vers la

gauche comme sur les signaux simulés.

	Cible 1	Cible 2
Coordonnées sans mur (cm)	(-5, 127)	(-79, 81)
Coordonnées avec mur (cm)	(0, 134)	(-80, 90)
Décalage dû au mur (cm)	8,6	9,06
Atténuation totale (mur+trajet)	230	8812

Tableau 3.2 – Comparaison des positions de cible 1 et 2 sans mur et avec mur.

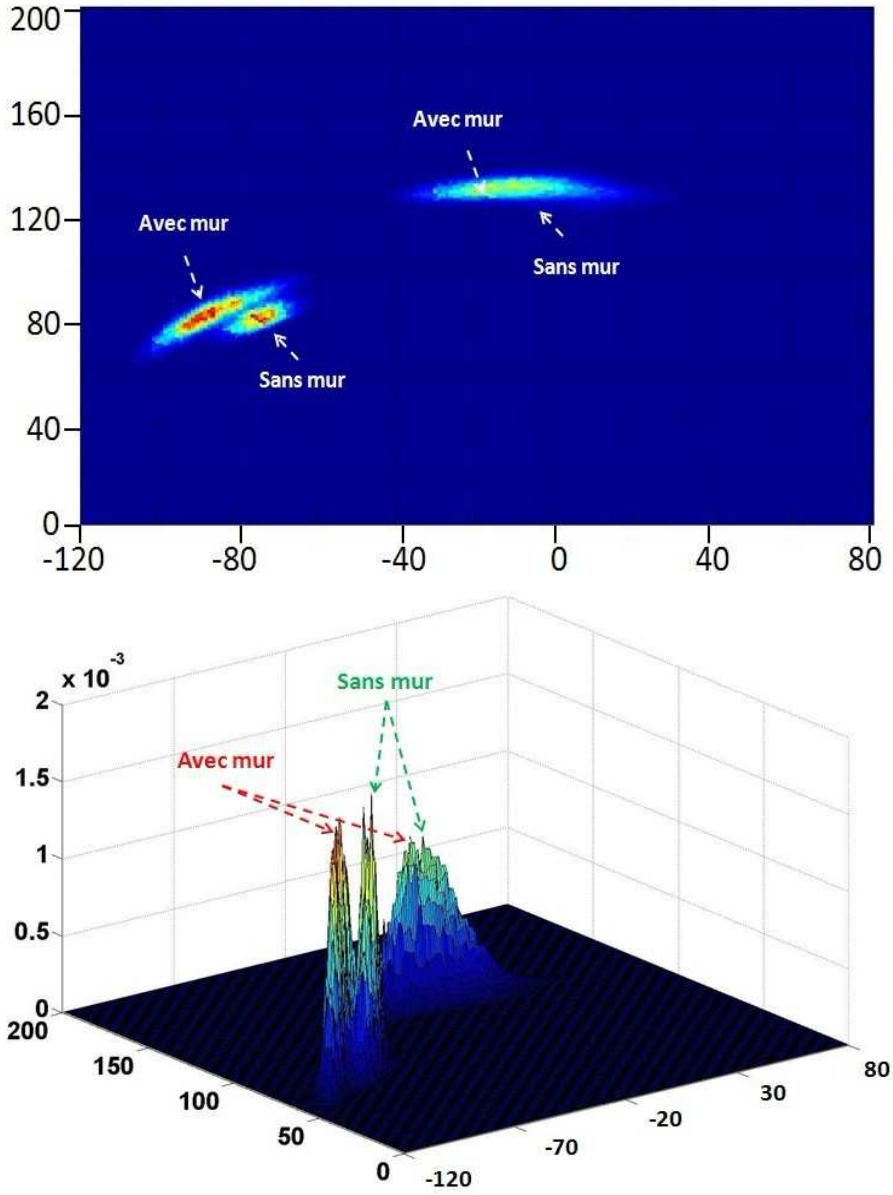

FIGURE 3.28 – Influence du mur sur la position des cibles détectées. (Signaux expérimentaux traités par MOS d'ordre 4, afin de bien visualiser les résultats.

Comme nous l'avons déjà précisé, le choix des antennes de référence est primordial pour avoir un résultat fiable de rétroprojection, notamment en termes de non détection. Si l'antenne de référence ne voit pas la cible, par exemple, dans le cas où la cible est en dehors de la zone d'observation de l'antenne, ou bien si elle est masquée par la structure du mur, ou encore limitée par son ouverture, les performances de l'algorithme de rétroprojection bicross corrélée sont très fortement dégradées, voire même, moins fiables que l'algorithme de rétroprojection conventionnelle. C'est bien sûr la limite de cet algorithme. Différentes stratégies sont envisageables si on part du principe que les antennes de référence peuvent être choisies différemment selon l'antenne à référencer.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes méthodes de rétroprojection ont été proposées et appliquées à notre systéme de radar ULB pour la détection et la localisation de cible derrière un mur. L'application de la méthode de rétroprojection conventionnelle montre que cette méthode de formation de faisceaux permet d'obtenir une image de « la scène »derrière un mur. Mais cette approche n'est pas suffisante pour obtenir une image nette et sans ambiguïté. Aussi plusieurs modifications ont été proposées : la rétroprojection avec cross corrélation, la rétroprojection cross corrélation améliorée et la rétroprojection bicross corrélée. Ces trois méthodes ont permis d'améliorer progressivement les résultats. Notons cependant qu'un prétraitement des signaux est préférable avant d'appliquer l'algorithme de rétroprojection. Pour conclure, la rétroprojection bicross corrélée conduit à une variance de l'estimation importante. Elle nous donne une très bonne résolution d'image, et la possibilité de détecter plusieurs cibles derrière le mur simultanément. En revanche, l'application de cette méthode est un peu plus coûteuse en temps de calcul que la méthode de trilatération. Une comparaison des différentes méthodes de rétroprojection est résumée dans le tableau 3.3.

Méthodes de rétroprojection	Nombre d'artéfact	Nombre de points d'ambiguïté
conventionnelle	+++	+++
cross corrélation	++	++
cross corrélation améliorée	+	+
bicross corrélée	-	-

Tableau 3.3 – Comparaison des différentes méthodes de rétroprojection.

Conclusion et perspectives

Les objectifs des travaux présentés dans ce mémoire sont la conception et la réalisation d'un radar Ultra Large Bande (ULB) pour la vision à travers les murs en mode impulsionnel. Ces travaux ont été financés par le FEDER $n°31260$. La réalisation des antennes et leurs calibrations ont été effectuées en collaboration avec le laboratoire COMELEC de ParisTech.

Dans le premier chapitre, les principes d'un radar ULB ont été présentés et un tour d'horizon sur les différents radars de vision à travers les murs a été effectué. L'analyse des systèmes existants est rendu difficile par la confidentialité des informations sur ce domaine très stratégique. Plusieurs systèmes sont notamment classés secret-défense. D'autres, de nature plus expérimentale ou utilisant des approches exploratoires, sont référencés dans la littérature, mais décrits de manière peu précise, et la caractérisation complète de la chaîne de traitement est assez délicate. La première contribution de ce travail de thèse a donc été, malgré tout, de recenser ces systèmes, et d'apporter une vue synthétique de leurs caractéristiques. Nous pensons avoir apporté, au cours de ce chapitre, les éléments justifiant les choix adoptés pour l'élaboration d'un radar fonctionnant dans le domaine temporel. Bien que cette solution soit lourde à mettre en œuvre en termes d'instrumentation, elle permet des performances intéressantes du point de vue de la résolution spatiale.

Dans le chapitre 2, nous décrivons l'approche mise en place pour localiser les cibles. Elle repose sur une technique de trilatération. Une fois le modèle théorique présenté, plusieurs méthodes de résolution sont étudiées pour l'estimation de la mesure de la distance de propagation du signal. La méthode de Brent-Dekker a été retenue pour sa rapidité de convergence et son nombre faible d'itérations. Pour estimer la qualité de la détection, nous avons réalisé des simulations et confronté celles-ci à des expérimentations. Le système expérimental est composé de deux blocs : un premier bloc matériel contenant le générateur d'impulsion, l'antenne émettrice, les antennes réceptrices et le système d'acquisition des signaux ; un second bloc intégrant les algorithmes de traitements du signal et de formation de l'image. Le système se présente selon une architecture de radar distribué. Les résultats obtenus montrent que les choix effectués sur l'architecture du système et sur la chaîne de traitements s'avèrent pertinents en termes de précision sur la localisation des cibles situées derrière un mur. Cependant, lorsque le nombre de cibles augmente, la localisation n'est plus efficace.

Le chapitre 3 propose une nouvelle approche de localisation de cibles et de formation d'images s'appuyant sur la rétroprojection. L'utilisation de la rétropro-

jection conventionnelle ne permet pas d'avoir une localisation précise de la cible, car elle introduit de nombreux artéfacts et des cibles fantômes, rendant difficile l'interprétation de l'image. Pour les minimiser, et ainsi augmenter la résolution, nous fusionnons, à travers l'utilisation de techniques de cross corrélation, les informations capturées par l'antenne réceptrice avec celles issues d'antennes dites de référence. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette approche quant à la réduction des artéfacts et des cibles fantômes.

Chacune des méthodes présentées précédemment, trilatération, rétroprojection avec fusion d'informations, possède des avantages et des inconvénients : la trilatération donne une bonne résolution, et elle est moins coûteuse en termes de temps de calcul, par contre elle n'est pas efficace quand le nombre de cibles augmente. Quant à la rétroprojection, elle permet d'avoir une meilleure image de la scène et de détecter plusieurs cibles, au détriment d'un plus grand nombre d'opérations. D'où l'idée de faire collaborer les deux approches, les résultats obtenus par la trilatération seraient alors mis en correspondance avec ceux obtenus par la rétroprojection. L'algorithme suivrait les étapes suivantes [97] :

1. appariement des résultats de la rétroprojection avec ceux de la trilatération (recherche des positions proches) : les cibles appariées seraient retenues ;
2. suppression des cibles non appariées de l'image rétroprojectée et dont l'intensité serait en dessous d'un certain seuil. Les cibles dont l'intensité sont au dessus du seuil seraient retenues ;
3. suppression des cibles non appariées obtenues par trilatération et dont l'erreur quadratique de détection serait au dessus d'un certain seuil. Les cibles au dessous du critère seraient alors retenues.

Un premier exemple obtenu par simulation donne les résultats présentés dans le tableau 3.4 ci-dessous :

	SNR	44	18	10	5	2
Rétroprojection	% cibles détectées	76,4	77,6	82,4	88,7	90,9
	Nb fausses détections moyen	0,73	0,73	0,69	0,76	1,19
Trilatération brute	% cibles détectées	96,9	94,6	91,6	88,2	83,1
	Nb fausses détections moyen	1,55	1,49	1,43	1,45	1,86
Trilatération filtrée	% cibles détectées	87,4	85,1	79,9	74	65,1
	Nb fausses détections moyen	0,44	0,44	0,48	0,45	0,55
Collaboration	**% cibles détectées**	95,4	95,4	94,3	92,7	90,1
	Nb fausses détections moyen	1,02	0,99	0,94	0,89	1,09

Tableau 3.4 – Premiers résultats simulés obtenus par la collaboration de trilatération et de rétroprojection.

Les résultats encourageants obtenus lors de ces travaux de thèse ouvrent la voie à d'autres perspectives de recherche :

- afin de parfaire notre système, il serait nécessaire de constituer un réseau d'antennes réceptrices, ce qui nécessite l'élaboration de *switchs* afin de piloter l'acquistion et la réception des informations. Il serait alors possible de détecter les structures fixes de la scène (par exemple en utilisant la transformée de Hough ou de Radon [98]) ;

– lorsque les cibles sont détectées, il devient nécessaire de mettre en place un suivi multi-cibles prenant en compte des hypothèses de comportement sur celles-ci (utilisation de filtres de Kalman couplés avec une approche de suivi multi-cibles, multi-hypothèses). Ce *tracking* permettant en retour de lever certaines ambiguïtés de détection.

Annexe 1 : Caratéristiques de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice

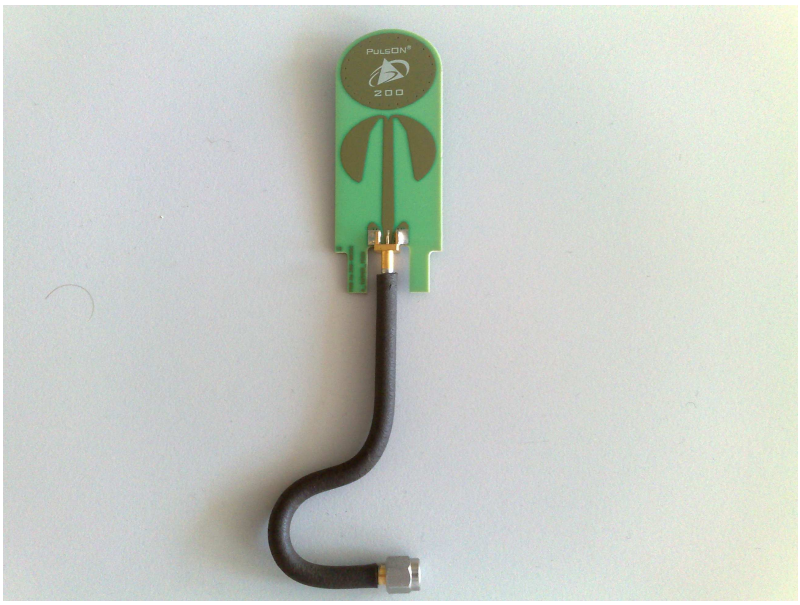

FIGURE A1.1 – Antenne omnidirectionnelle broadspec.

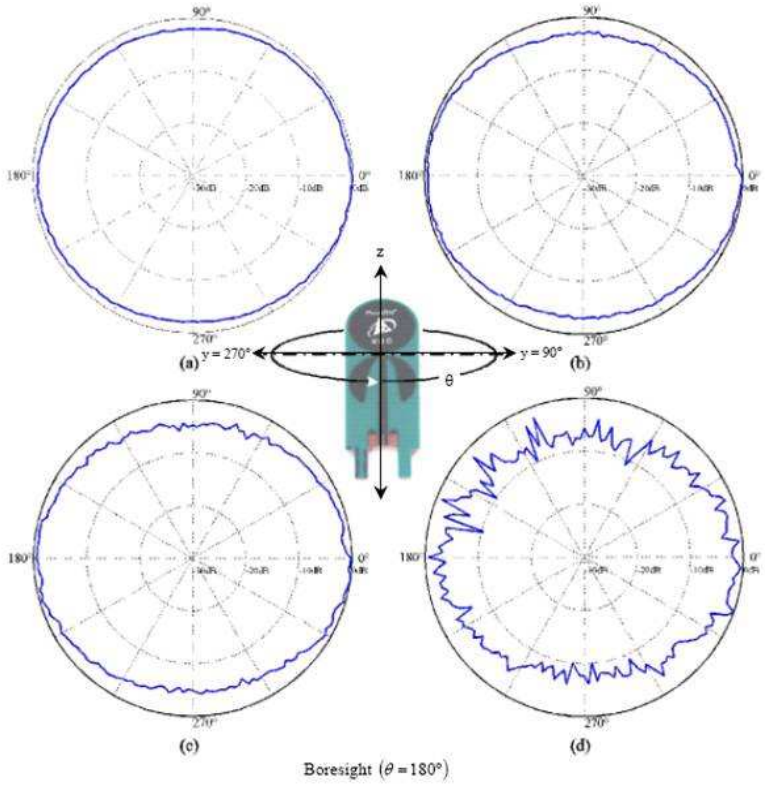

FIGURE A1.2 – Diagramme de rayonnement de l'antenne omnidirectionnelle.

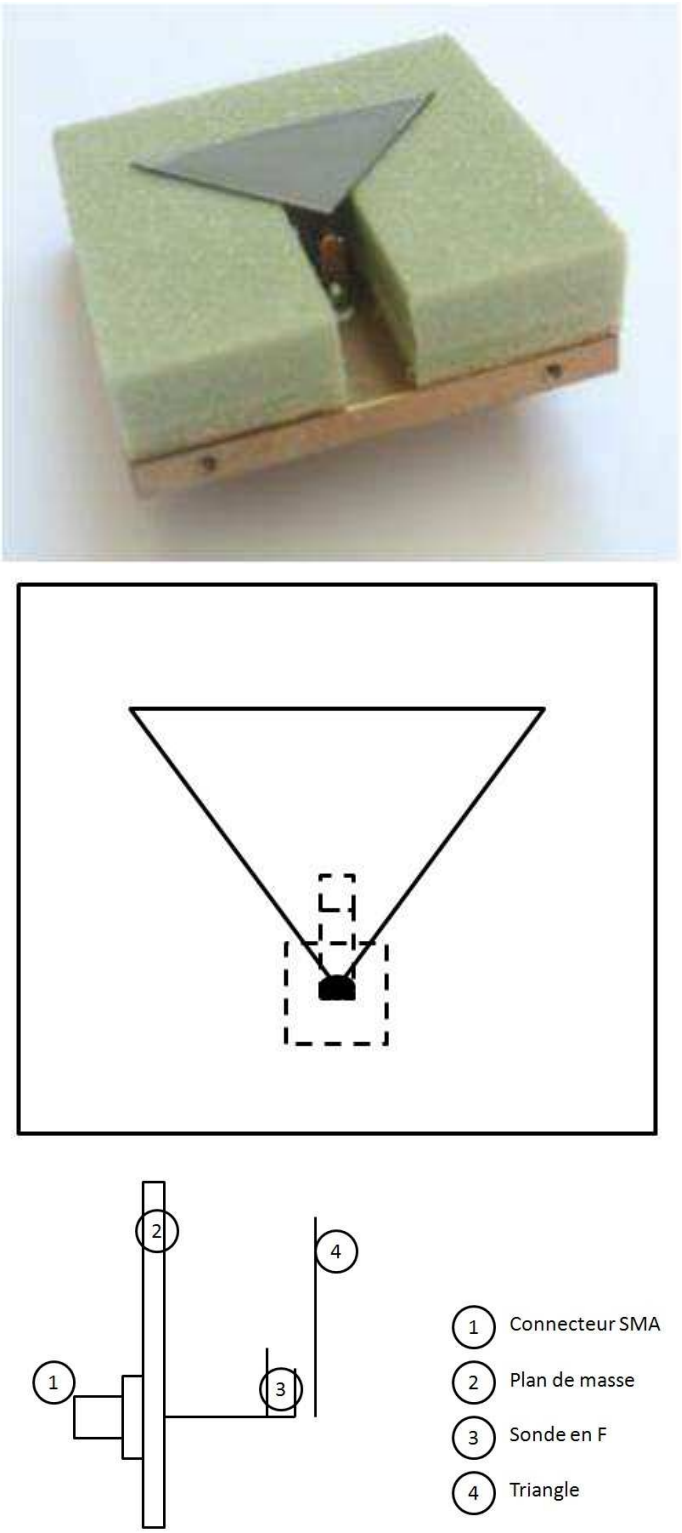

FIGURE A1.3 – Photographie de l'antenne sonde en F + triangle (tout en haut) ; vue de dessus de l'antenne sonde en F + triangle (milieu) ; vue de côté de l'antenne sonde en F + triangle (tout en bas).

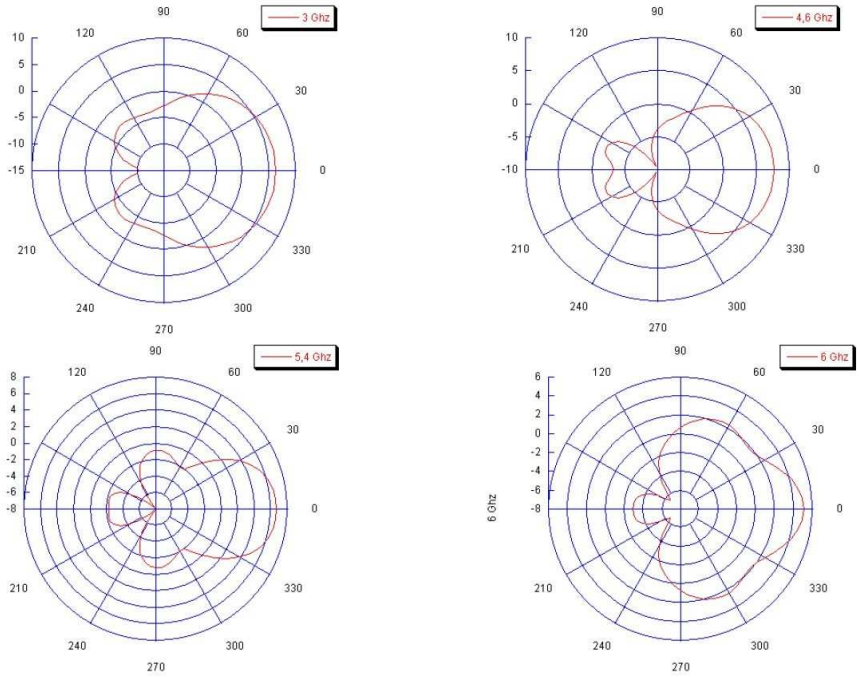

FIGURE A1.4 – Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne sonde en F + triangle dans le plan horizontal.

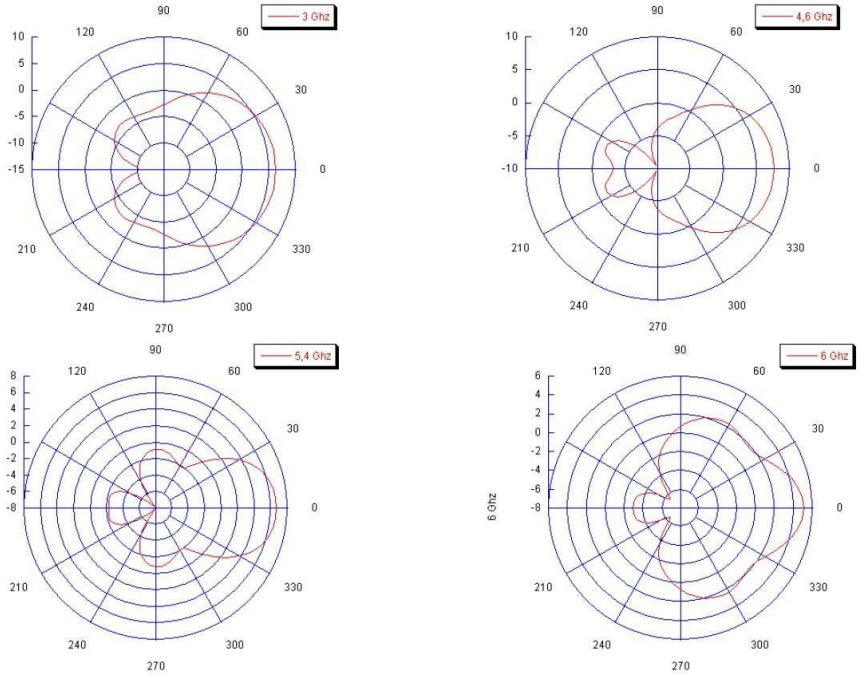

FIGURE A1.5 – Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne sonde en F + triangle dans le plan horizontal.

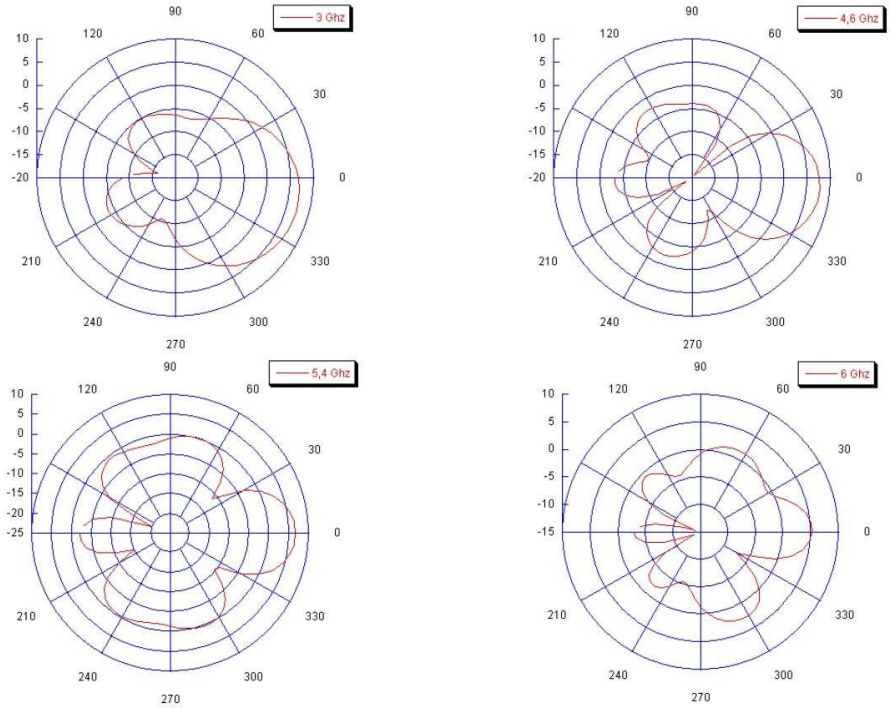

FIGURE A1.6 – Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne sonde en F + triangle dans le plan vertical.

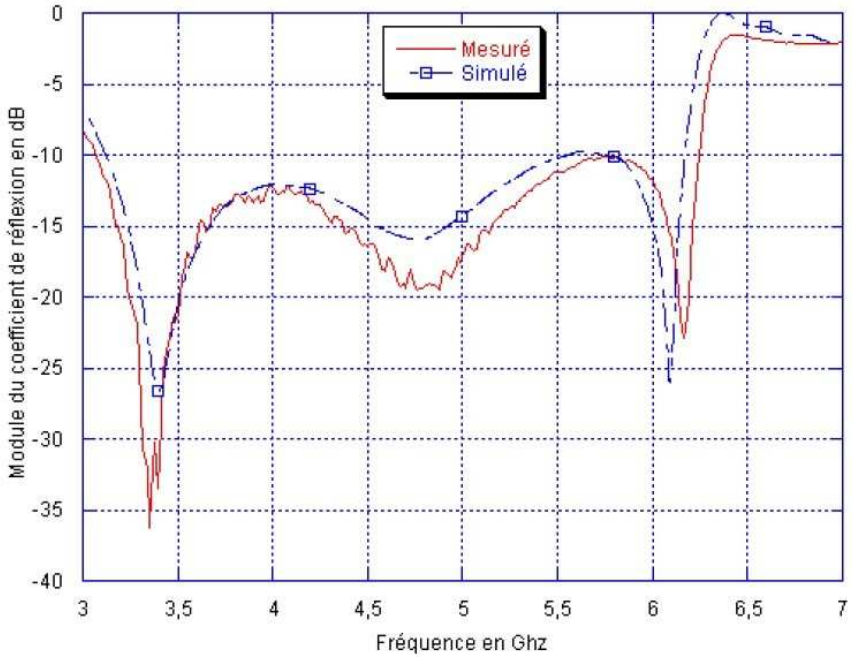

FIGURE A1.7 – Module du coefficient de réflexion (S11) simulé et mesuré de l'antenne sonde en F + triangle.

Annexe 2 : Signaux reçus et traités avec le système non-aligné

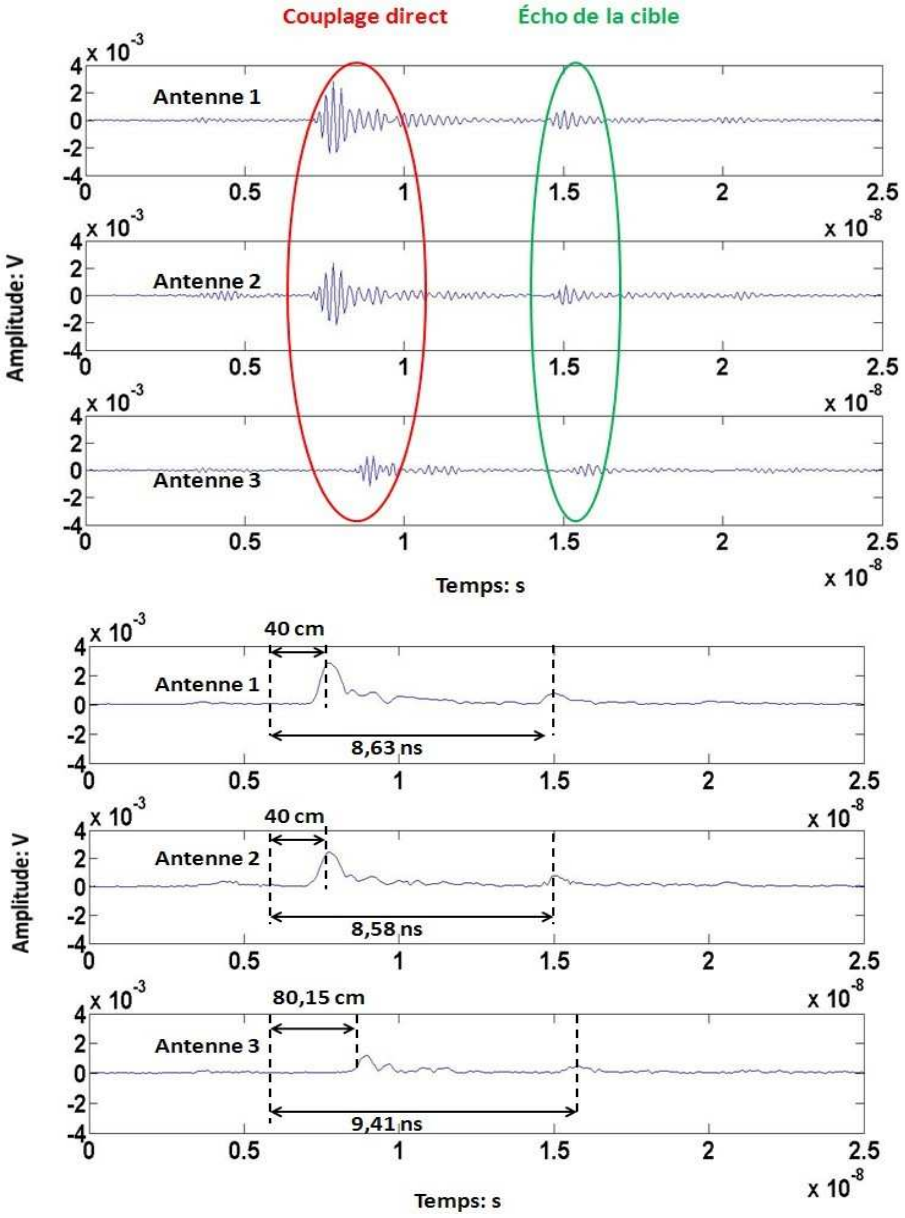

FIGURE A2.1 – Signaux reçus avec le système non aligné dans un cas sans mur (en haut) et les temps de propagation du signal mesurés après Transformée d'Hiblert (en bas).

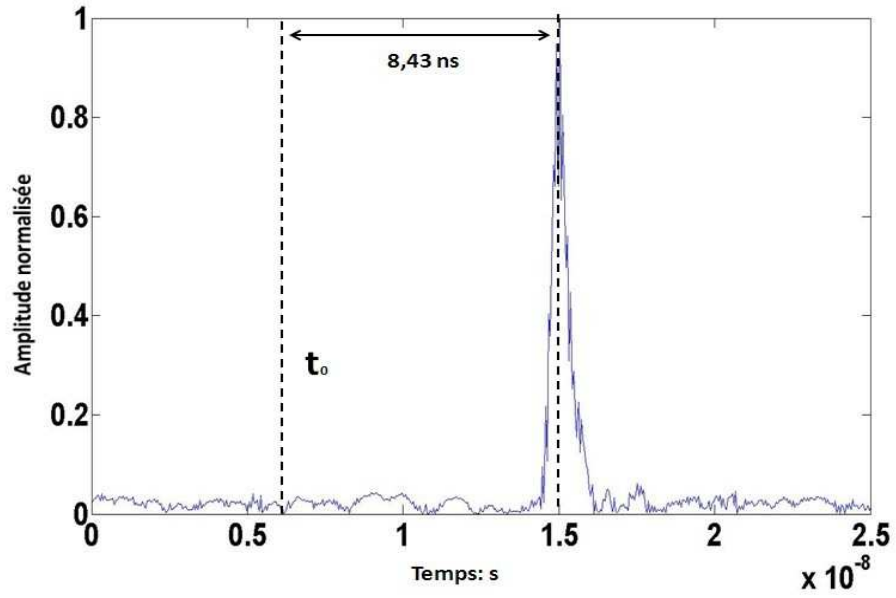

FIGURE A2.2 – Signal mesuré voie 1 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, sans mur).

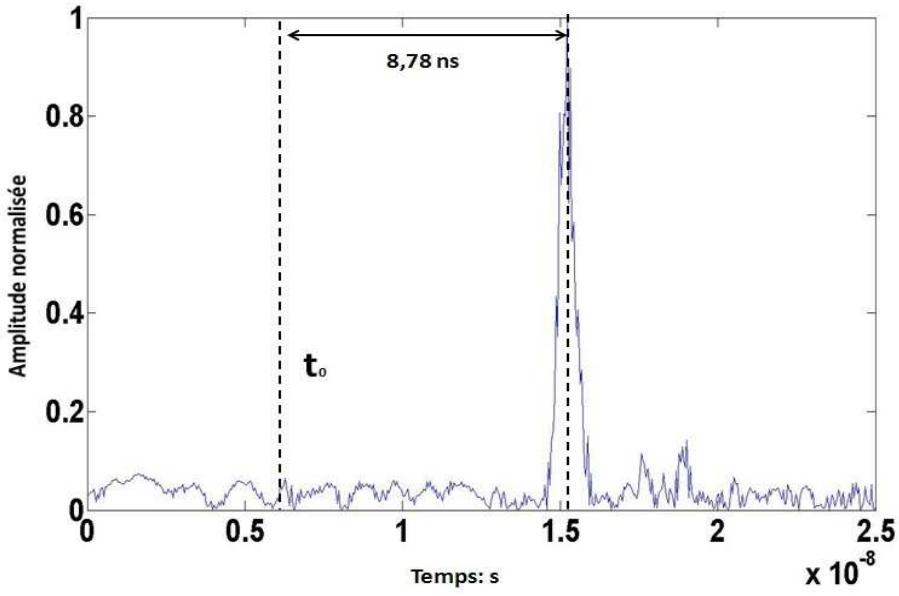

FIGURE A2.3 – Signal mesuré voie 2 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, sans mur).

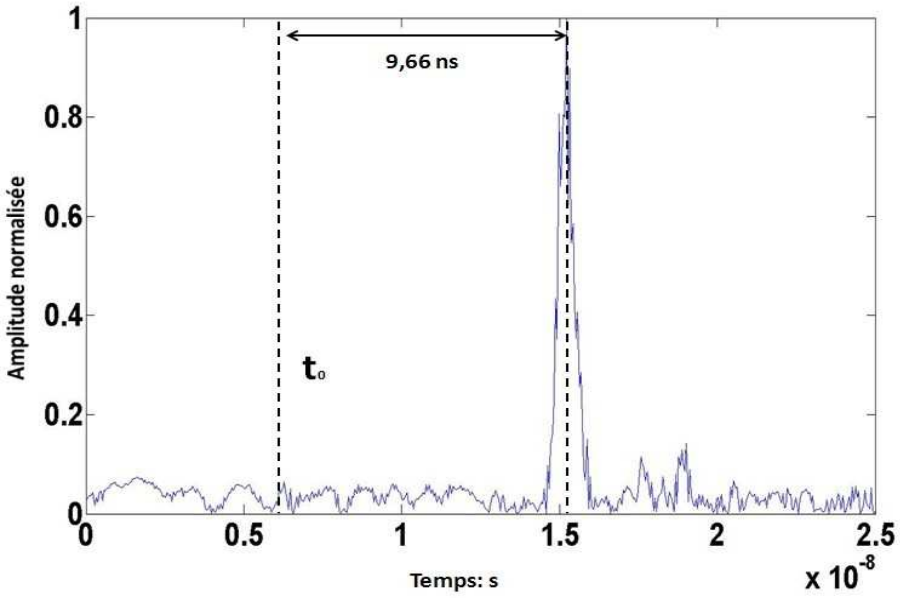

FIGURE A2.4 – Signal mesuré voie 3 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, sans mur).

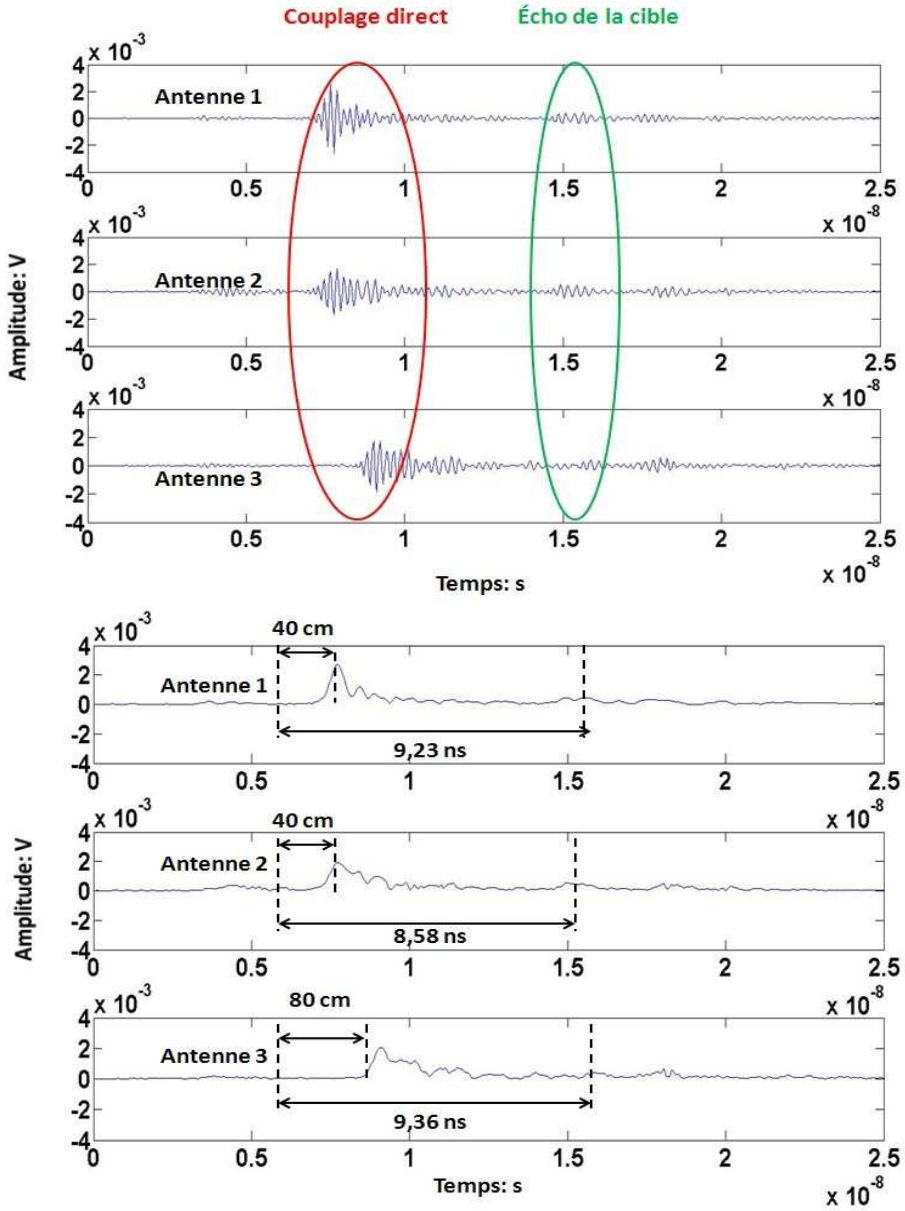

FIGURE A2.5 – Signaux reçus avec le système non aligné dans un cas avec mur (en haut) et les temps de propagation du signal mesurés après Transformée d'Hilbert (en bas).

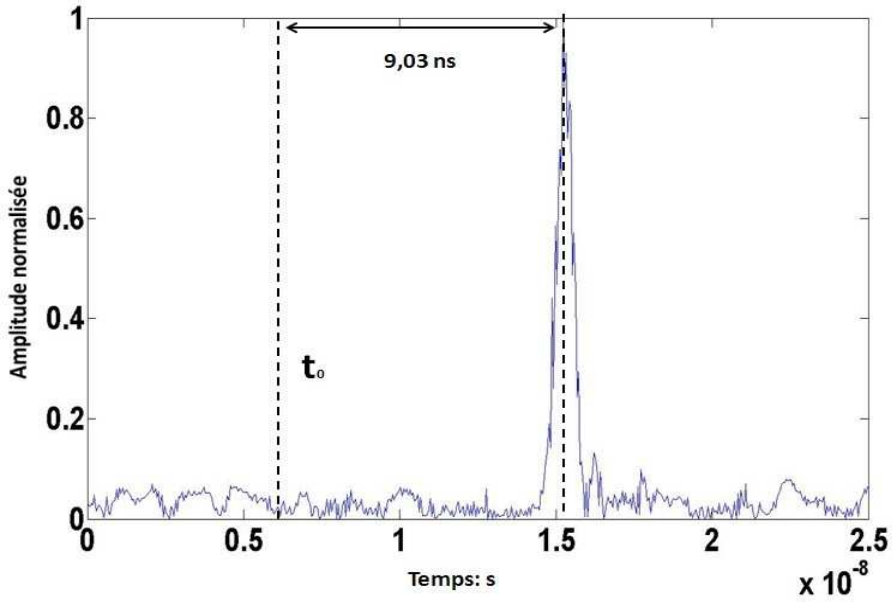

FIGURE A2.6 – Signal mesuré voie 1 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, avec mur).

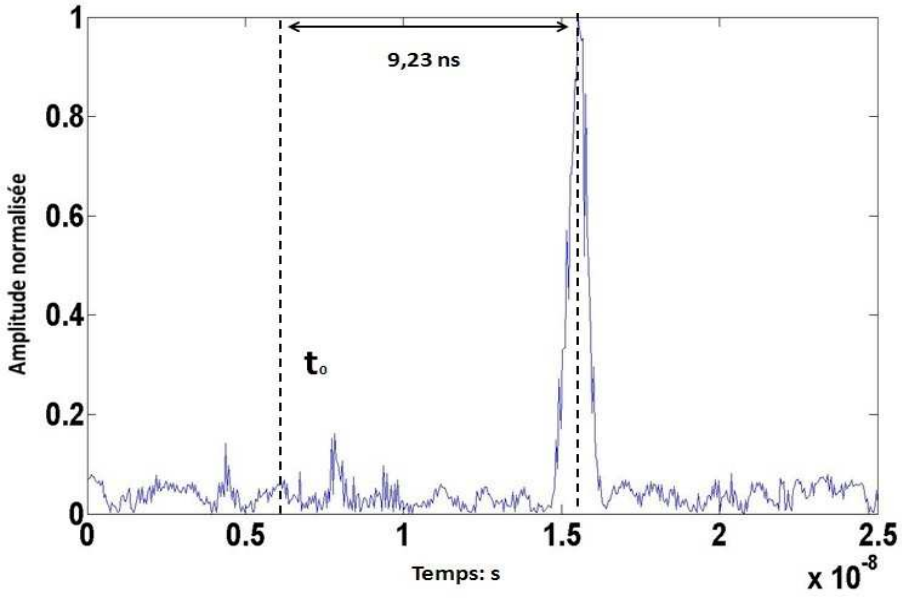

FIGURE A2.7 – Signal mesuré voie 2 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, avec mur).

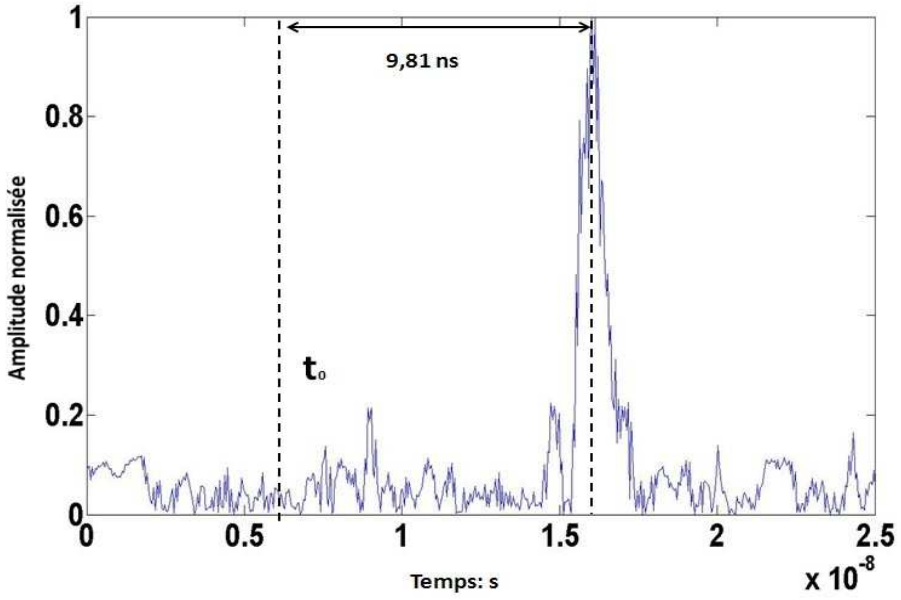

FIGURE A2.8 – Signal mesuré voie 3 après traitement par algorithme MOS (sans couplage direct, avec mur).

Annexe 3 : Estimation de la position de la cible sans et avec mur avec système aligné et non aligné avec les mesures du temps de propagation de la Transformée d'Hilbert

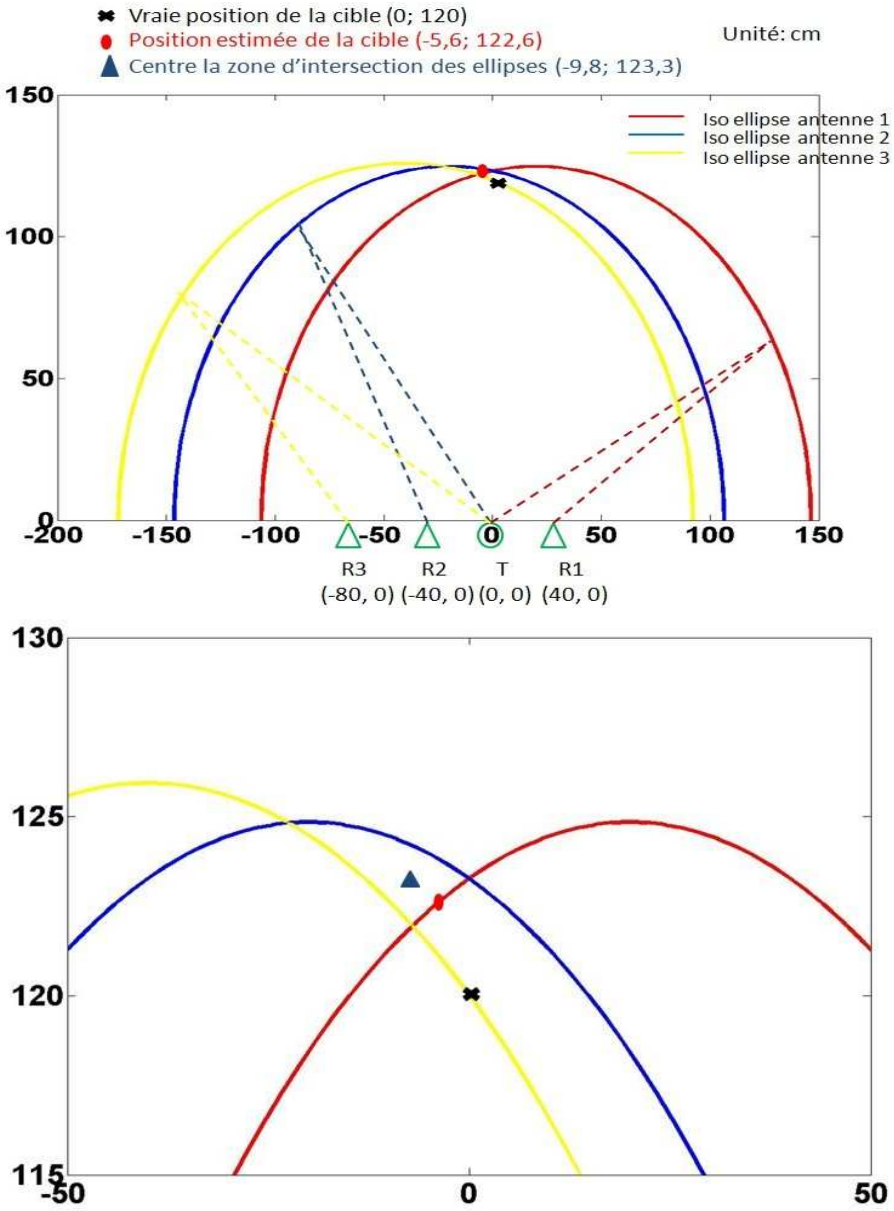

FIGURE A3.1 – Estimation de la position de la cible sans mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système aligné avec les mesures du temps de propagation de la Transformée d'Hilbert.

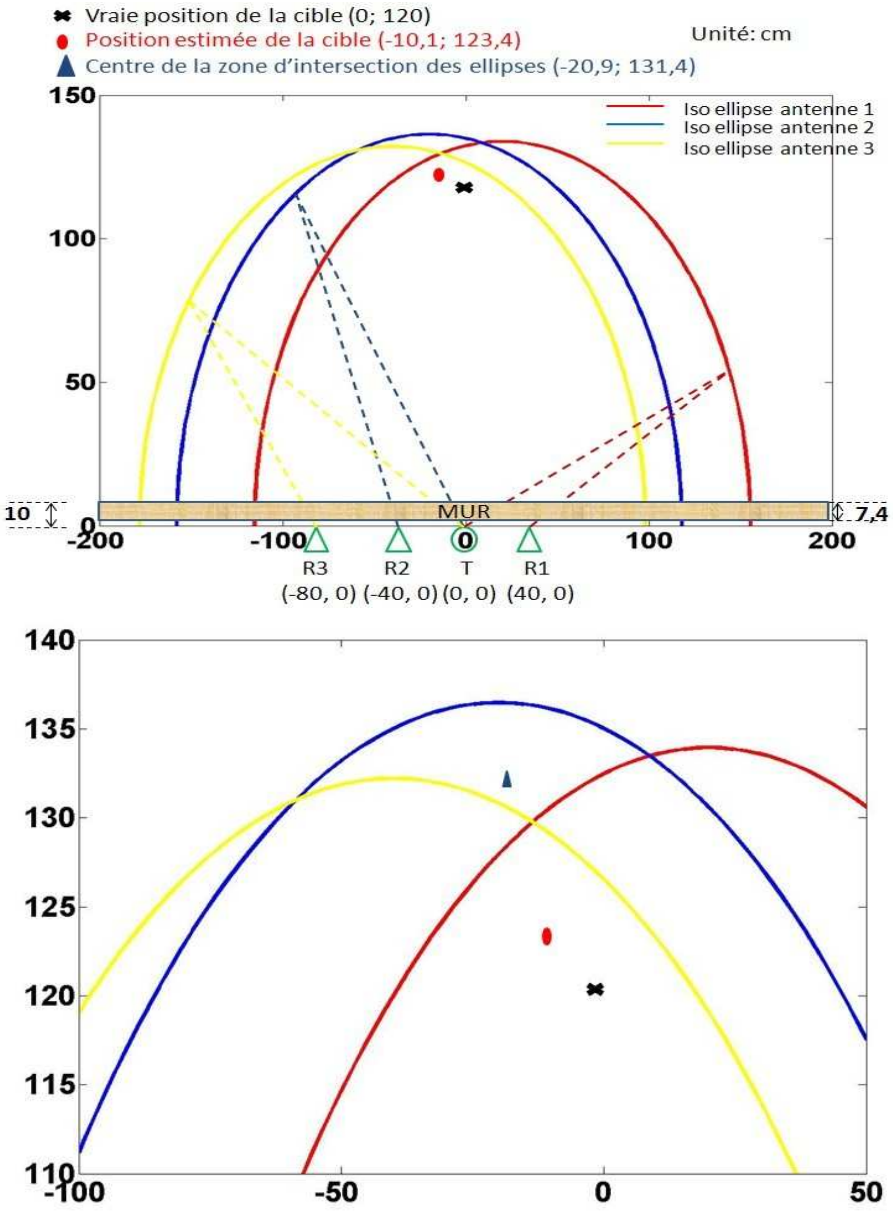

FIGURE A3.2 – Estimation de la position de la cible avec mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système aligné avec les mesures du temps de propagation de la Transformée d'Hilbert.

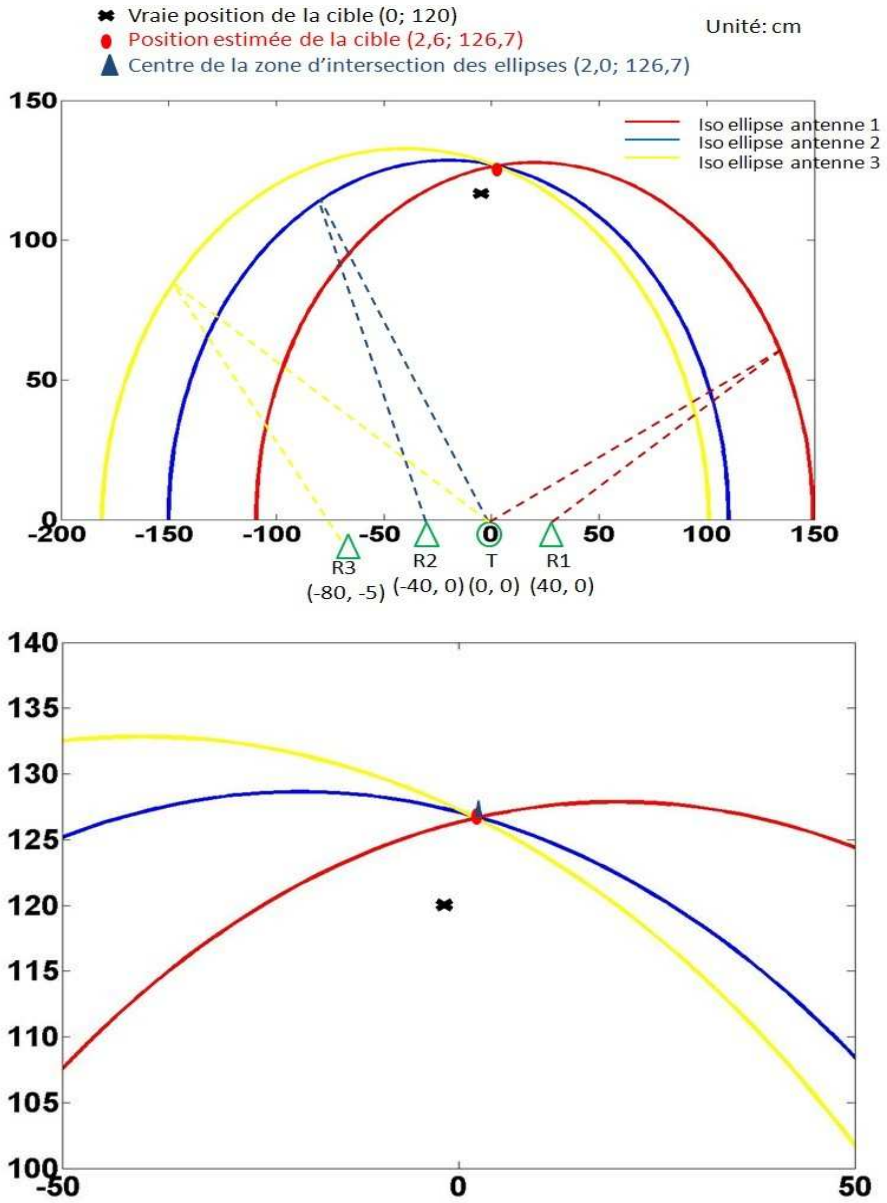

FIGURE A3.3 – Estimation de la position de la cible sans mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système non-aligné avec les mesures du temps de propagation de la Transformée d'Hilbert.

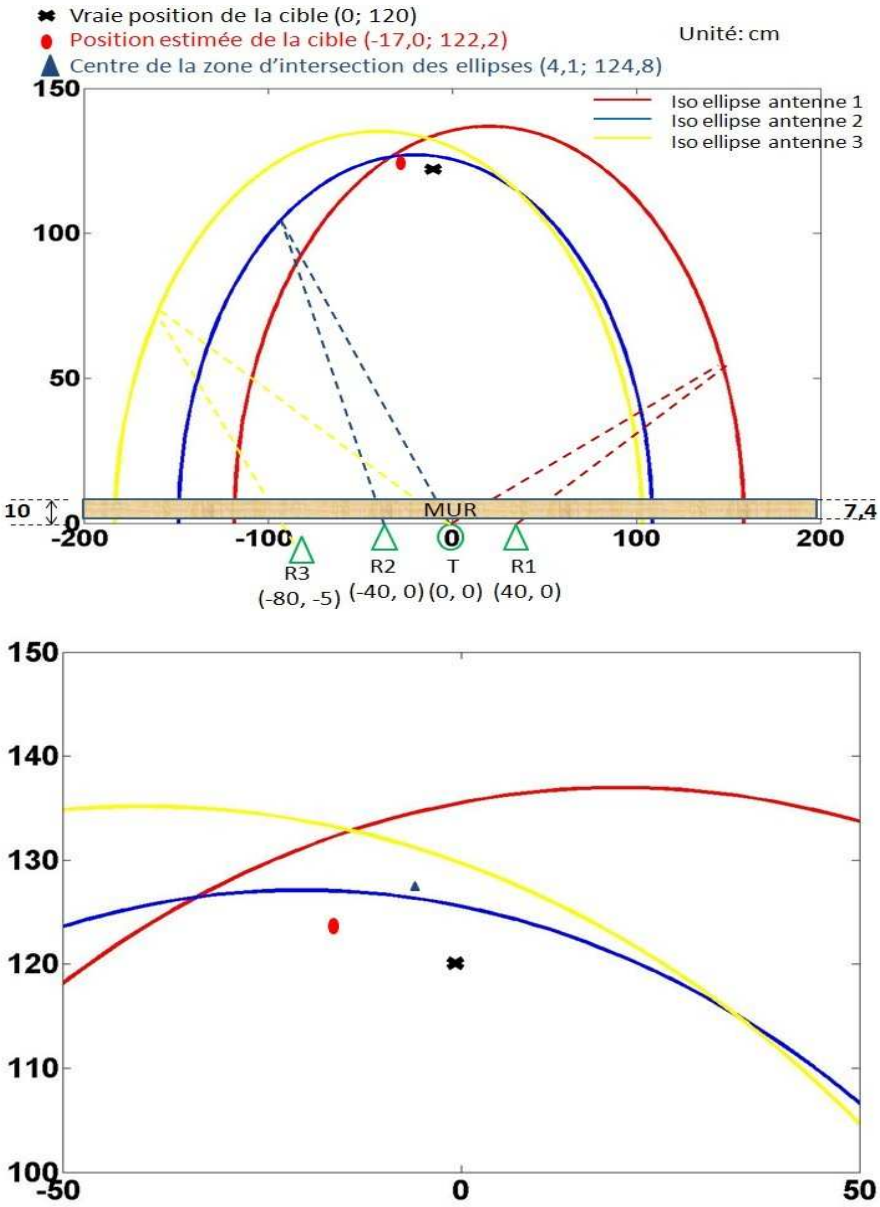

FIGURE A3.4 – Estimation de la position de la cible avec mur (en haut) et zoom d'intersection des ellipses (en bas) avec un système non-aligné avec les mesures du temps de propagation de la Transformée d'Hilbert.

Annexe 4 : Calcul de la méthode d'*Angle of Arrival*

Le calcul matriciel de la solution de l'équation 2.4 (§2.12) est détaillé ici.

On note la distance entre un capteur et la cible $d_i = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2}$, et

$$sin(\theta_i(P) - \alpha_i) = sin(\theta_i(P))cos\alpha_i - cos(\theta_i(P))sin\alpha_i = \frac{(y_0 - y_i)cos\alpha_i - (x_0 - x_i)sin\alpha_i}{d_i}$$

donc l'équation 2.4 devient :

$$\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} \frac{[(y_0 - y_i)cos\alpha_i - (x_0 - x_i)sin\alpha_i]^2}{\sigma_i^2 d_i^2} = \frac{1}{2}(A \to x - b)^T R^{-1} S^{-1} (A \to x - b)$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} sin\alpha_1 & -cos\alpha_1 \\ ... & ... \\ sin\alpha_n & -cos\alpha_n \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} x_1 sin\alpha_1 - y_1 cos\alpha_1 \\ ... \\ x_n sin\alpha_n - y_n cos\alpha_n \end{bmatrix}$$

On suppose $R = diag\{d_1^2, ..., d_n^2\}$ et $S = diag\{\sigma_1^2, ..., \sigma_n^2\}$.

Cette méthode peut obtenir une estimation globale de R. Parce que l'équation 2.4 dépend faiblement de la R, elle n'a pas un grand effet sur la solution. Avec cette hypothèse, la solution minimale respect au $\vec{x}$ est obtenue :

$$\hat{x} = (A^T R^{-1} S^{-1} A)^{-1} A^T R^{-1} S^{-1} b$$

Annexe 5 : Organigrammes des programmes de trilatération

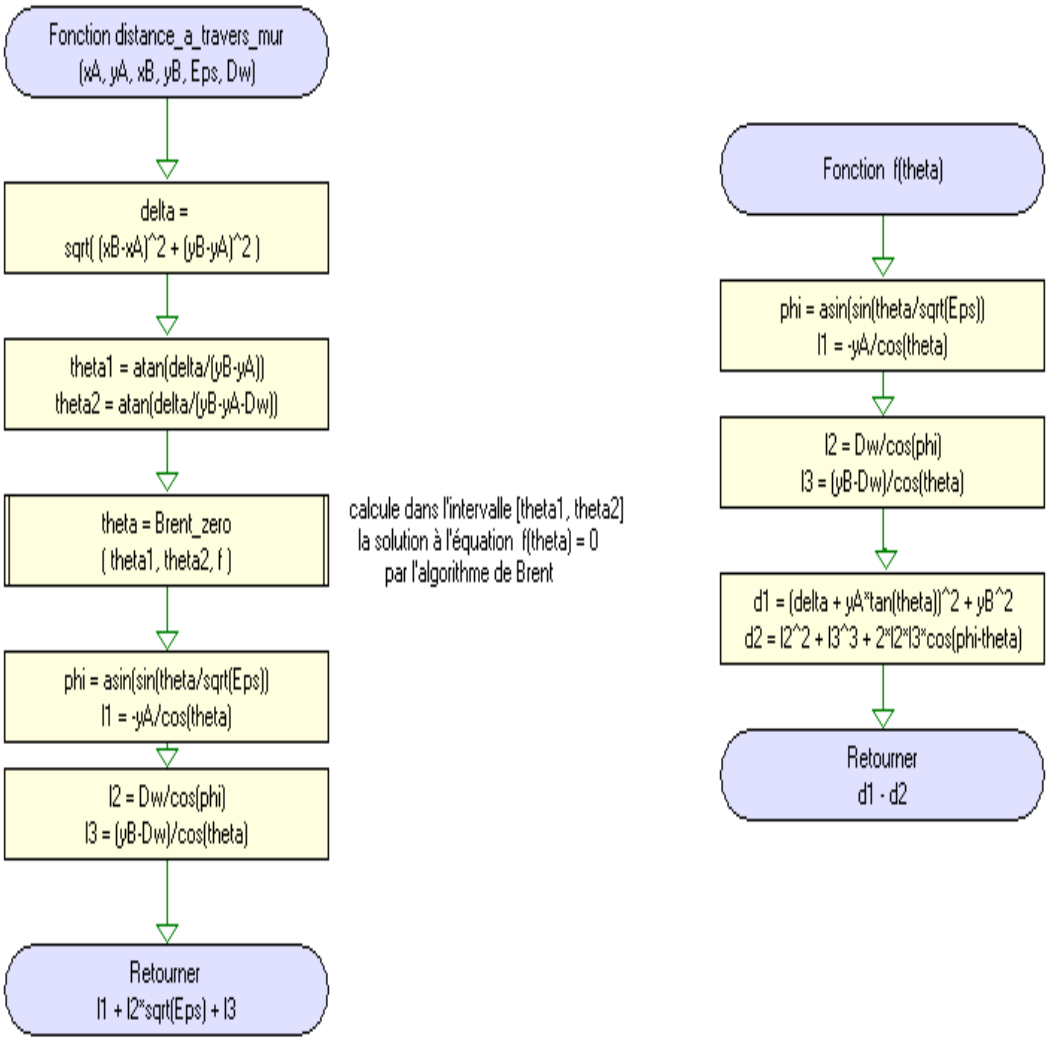

FIGURE A5.1 – Organigramme de calcul des distances de propagation du signal.

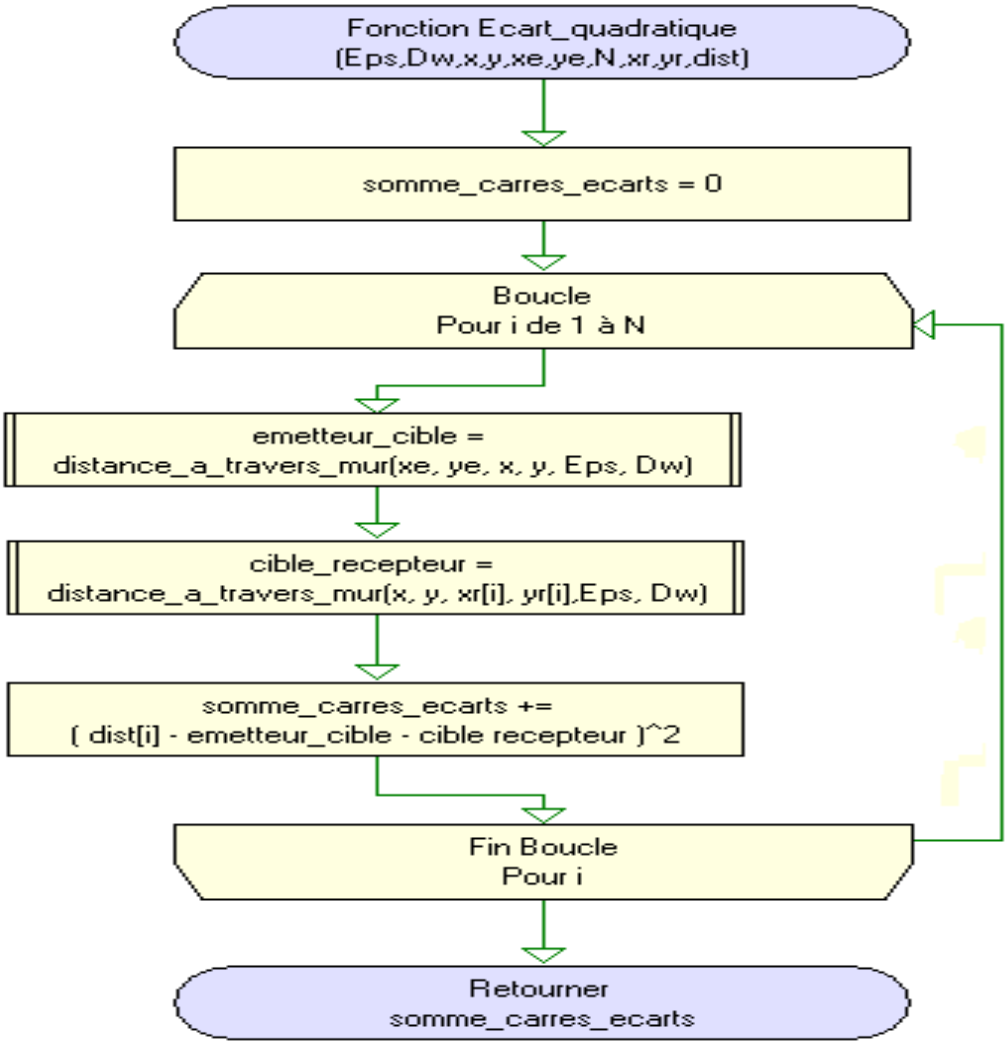

FIGURE A5.2 – Organigramme de calcul de l'écart quadratique.

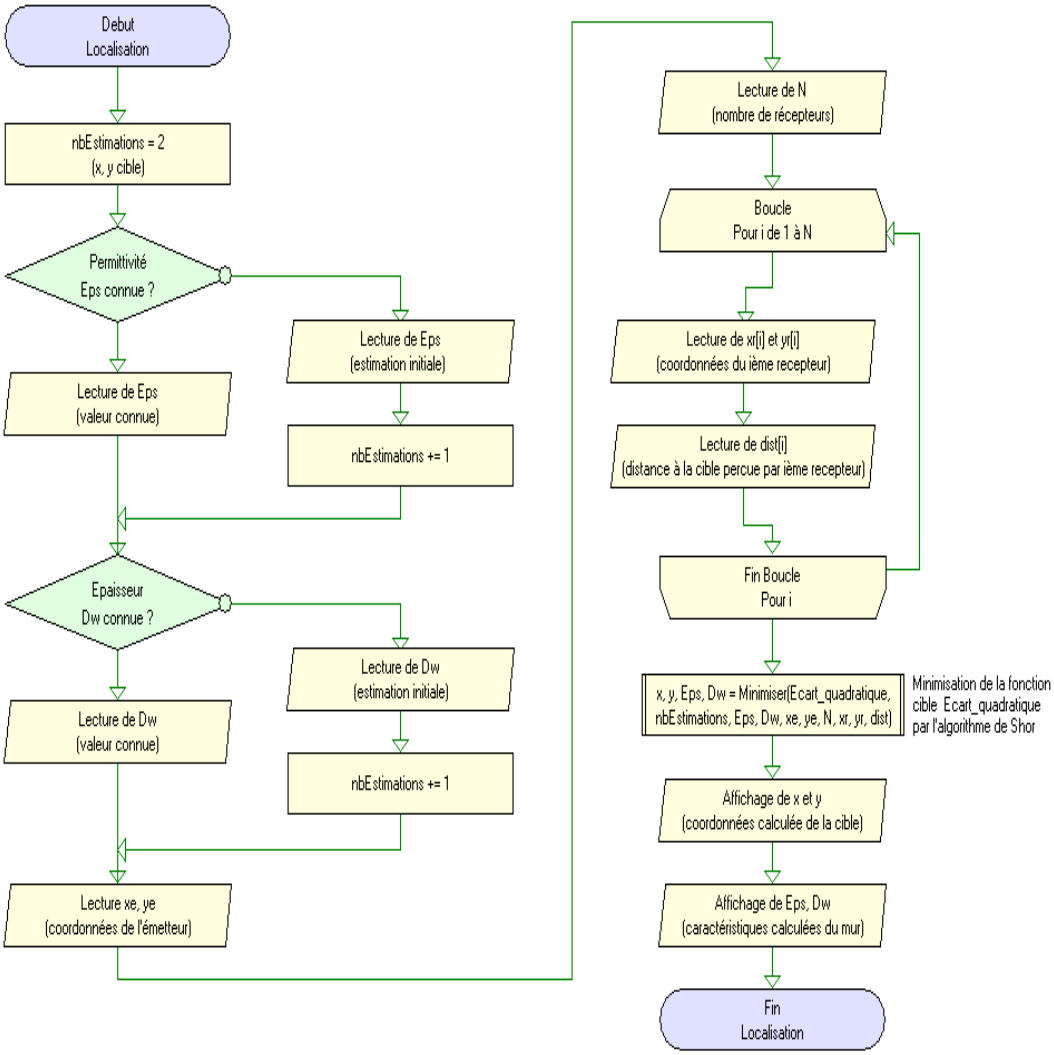

FIGURE A5.3 – Organigramme de localisation de cibles.

Publications

Revues internationales

• X.Zhao, A.Gaugue, O.Chappe, J.Khamlichi, M.Ménard. « Radar UWB : Through the Wall Multi-Targets Localization with Trilateration technique », International Journal of Antennas and Propagation, 2012. (En cours)

• B.Lescalier, X.Zhao, A.Gaugue, J.Khamlichi, M.Ménard. « Noise reduction using high order statistics for targets localization by UWB through-the-wall radar », IEEE Processing Letters, 2012. (En cours)

Conférences internationales

• C.Lièbe, A.Gaugue, X.Zhao, J.Khamlichi, M.Ménard. « A Through Wall UWB RADAR with Mechanical Sweeping System », EuroEM2009, EuRad2009. Rome Italie. Sept. 2009.

• X.Zhao, A.Gaugue, C.Lièbe, J.Khamlichi, M.Ménard. « Through the Wall Detection and Localization of a Moving Target with a Bistatic UWB Radar System », EuRad2010. Paris France. Sept. 2010.

Conférences nationales

• X.Zhao, A.Gaugue, J.Khamlichi, M.Ménard. « Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système de radar ULB bistatique ». Colloque National de la Recherche en IUT. Juin 2010.

• X.Zhao, B.Lescalier, O.B. Daho, A.Gaugue, J.Khamlichi, M.Ménard. « Radar ULB : méthode de localisation de cibles derrière un mur ». 17^{ieme} Journées Nationales Microondes. Mai 2011.

Autres communications

• C.Lièbe, X.Zhao. P.Combeau, J.Khamlichi, A.Gaugue, M.Ménard. « Radar UWB : Vision à travers les murs », Séminaire de laboratoire (L3I), La Rochelle, 2008.

Bibliographie

[1] Terence W. Barrett. History of ultrawideband (uwb) radar and communication : pioneers and innovators. *Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, Etats-Unis*, July 2000.

[2] James D. Talor. Introduction to ultra-wideband radar systems. *CRC Press, Boca Raton*, 1995.

[3] Federal Communications Commission(FCC). First report and order, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. *Rapport n°ET Docket*, pages 98 – 153, 2002.

[4] Venkatesh.S and Buehrer.R.M. Multiple-access design for ad-hoc uwb position-location networks. *Wireless Communications and Networking Conference*, volume 4 :pages 1866 –1873, 2006.

[5] Denis B., Keignart J., and Lee S.W. Impact of nlos propagation upon raging precision in uwb system. *Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband System and Technologies*, pages 261 – 264, Reston, VA, Etats-Unis, November 2003.

[6] Sakkila. L, Tatkeu. C, Boukour. F, El Hillali. F, Rivvenq. A, and Rouvean. J.-M. Uwb radar system for road anti-collision application. *Information and Communication Technologies : From theory to Applications, ICTTA 3rd International conference*, pages 1–6, April 2008.

[7] Martinez-Vazquez. A and Fortuny-Guasch. J. Uwb mimo radar arrays for small area surveillance applications. *Antennas and Propagation, EuCAP. The second European Conference*, pages 1–6, November.2007.

[8] Zito. D, Pepe. D, Neri. B, and De Rossi. D. Feasibility study of a low-cost system-on-a-chip uwb pulse radar on silicon for the herat monitoring. *Waveform Diversity and Design Conferenc, International*, pages 32–36, June 2007.

[9] Jalilvand. M, Pancera. E, Li. X, Zwich. T, and W. Wiesbeck. Hemorrhagic stroke detection via adaptive uwb medical imaging radar. *Radar Conference (EuRAD), European*, pages 317–320, October 2011.

[10] Stratis. G.K, Naik. V, Boerner. W.M, and Cole. J.B. Wideband polarimetric radar imaging. *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. Digest. Held in Conjuction with : URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting., IEEE*, volume 2 :page 1130, July 1992.

[11] Salman. R, Schultze. T, and Willms. I. Uwb materail characterisation and object recognition with applications in fire and security. *Ultra-Wideband, ICUWB. IEEE International Conference*, volume 2 :pages 203 – 206, September 2008.

[12] FCC. Electronics code of federal regulations (title 47). April 2012.

[13] ECC. Ecc decision of december 1st 2006 on the conditions for use of the radio spectrum by ground and wall probing radar (gpr/wpr) imaging systems. 2006.

[14] ECC. Ecc/dec/(06)04 : Ecc decision of 24 march 2006, amended 6 july 2007, on the harmonised conditions for devices using ultra-wideband (uwb) technology in bands below 10.6 ghz.

[15] Zetik R. and Thoma R.S. Monostatic imaging of small objects in uwb sensor networks. *Ultra-Wideband, 2008. ICUWB 2008. IEEE International Conference*, volume 2 :pages 191–194.

[16] DIOT J.C. Conception et réalisation d'un radar ultra large bande impulsionnel optoélectronique. *Thèse de doctorat, Université de Limoges*, 2006.

[17] Harcke. L, Weintraud. L, Sang Ho Yun, Dickinson. R, Gurrola. E, Hensley. S, and Marechal. N. Spotlight-mode synthetic aperture radar processing for high-resolution lunar mapping. *Radar Conference, IEEE*, pages 1260–1264, 2010.

[18] Maaref N. Etude de nouveaux concepts de radar de détection personnes à travers les murs et les obstacles. *Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis*, 2009.

[19] Lièbe C., Gaugue A., Zhao X., Khamlichi J., and Ménard M. A through wall uwb radar with mechanical sweeping system. *Microwave Conference, EuMC European*, pages 1634–1637, 2009.

[20] Safaai-Jazi A., Riad S.M., Muqaibel A., and Bayram A. Through the wall propagation and material characterization. *DARPA NETEX Program Report*, November 2002.

[21] Darricau J. Physique et théorie du radar : Principles et performances de base. *Sodipe*, 1993.

[22] THALES. Thales uwb through wall radar technology.

[23] Falconer D., Steadman K., and Watters D. Through the wall differential radar. *Proceedings of SPIE*, volume 2938 :pages 147–151, 1997.

[24] Raytheon. Emars. http ://raytheon.mediaroom.com/index.php ?s=43&item= 1579.

[25] Frazier L. Surveillance through walls and other opaque materials. *IEEE AES System Magazine*, pages 6–9, October 1996.

[26] Time domain. Radarvision2. https ://www.fbo.gov/index ?s=opportunity&mode =form&id=e33e06459b437e424f71fc25312cd597&tab=documents&tabmode=list.

[27] Eureka Aerospace. Impsar. http ://www.eurekaaerospace.com/.

[28] Ferris D. and Currie N. A survey of current technologies for through the wall surveillance (tws). *Proceedings of SPIE*, volume 3577 :pages 62–72, 1998.

[29] Hanlon M. New radar scope offers x-ray vision. http ://www.gizmag.com/go/5032/.

[30] Beeri A., Gazelle D., and Divald M. Through wall imaging device. *World Patent WO*, 2007.

[31] CAMERO. Xaver 400 compact, tactical through wal imagingl system. http ://www.camero-tech.com/files/files/Xaver400.pdf.

[32] AKELA. Astir (akela standoff through wall imaging radar).

[33] AOBP. Retwis. 2010. http ://www.lokalizacni-systemy.cz/content/image.php ?uid=4a2d0f91505b5.

[34] Cambridge Consultants. Prism 200. http ://www.cambridgeconsultants.com/prism200.html.

[35] TiaLinx. Developing frontier technologies in radio frequency imaging into practical realities.

[36] Tianying. Supervision-1601. http ://www.nightvisioncn.com/sdp/625512/4/pd-3235797/5016761-1745273.html.

[37] LLNL. Micropower impulse radar. https ://www-eng.llnl.gov/mir/mir-urban-eyes.html.

[38] Greneker E.F. Radar sensing of heartbeat and respiration at a distance with security applications. *Proceedings of SPIE, Radar Sensor Technonlogy II*, volume 3066 :pages 22–27, 1997.

[39] Frazier L.M. Surveillance through walls and other opaque materails. *Proceedings of IEEE National Radar Conference*, pages 27–30, 1996.

[40] Gauthier S. and Chamma W. Through the wall surveillance. *Defence R & D Canada - Ottawa.*

[41] Akela.Inc Allan R.H. Image formation through wall using a distributed radar sensor network. *Proceedings of SPIE*, volume 5778 :page 169, 2005.

[42] Akela.Inc Allan R.H. A wide band imaging radar for through the wall surveillance. *Proceedings of SPIE*, volume 5403 :pages 590–596, 2004.

[43] Agrawal. B, Fougere. M, Oravakandy. G, and Siemens. Design, construction and testing of a microwave radar system for through wall surveillance. *MSc Thesis, University of Manitoba, Canada*, 2004.

[44] Zhuge X., Savelyev T.G., and Yarovoy A.G. Assessment of elelectromagnetic requirements for uwb through wall radar. *IEEE, Electromagnetics in Advanced Applications. ICEAA*, pages 923–926, September 2007.

[45] Engin E., Ciftcioglu B., Ozcan M., and Tekin I. A high resolution ultra-wiedband wall penetrating radar. *Microwave and Optical Technology Letters*, volume 49 :pages 320–325, December 2006.

[46] Boryssenko A.O., Sostanovsky D.L., and Boryssenko E.S. Portable imaging uwb radar system with two element receiving array. *Springer, UWB-SP8 book*, Decembrer 2007.

[47] Yang Y. and Fathy A. Design and implementation of a low cost real time ultra wide bande see through wall imaging radar system. *IEEE Microwave symposium*, pages 1467–1470, Juin 2007.

[48] Wang Y. and Faythy A.E. Advanced system level simulation platform for three-dimensional uwb through-wall imaging sar using time-domain approach. *IEEE*, 2010.

[49] Aftanas M. Through the wall imaging with uwb radar system. *Thèse de doctorat, Université d'Ilmenau, Allemagne*, August 2009.

[50] Ralston T.S., Charvat G.L., and Peabody J.E. Real time through wall imaging using an ultrawideband multiple input multiple output (mimo) phased array radar system. *Proceedings of IEEE International symposium on phased array systems and technology*, pages pages 551 – 558, 12 - 15 October.

[51] ISRAEL AEROSPACE INDSTRIES. Iai. http ://www.iai.co.il/34481-en/Groups-ELTA- Elta-NumberProducts-ELM.aspx.

[52] Doorn E.V., Ponnaluri S., and Wang X. Choherent distributed radar for high-resolution through wall imaging. *SBIR Phase I Progress Report 2 (Contract No. N00014 -10 - C - 0277)*, 2010.

[53] FRENCH THALES. Cleo radar. http ://cleoradar.hypotheses.org/.

[54] Vazquez Alejos A., Dawood M., and Habeeb U.R. Projet ricana. http ://webs.uvigo.es/sistemasradio/joomla15/index.php ?option=com-content&view=article&id=100.

[55] CINSIDE. Cinside. http ://www.cinside.se/en/.

[56] TNO. Ton innovation for life. http ://www.tno.nl/content.cfm ?context=kennis&content=expertisegroep&laag1=1&itemid=23.

[57] Ahmad F., M.G, and Kassam S.A. Synthetic aperture beamformer for imaging through a dielectric wall. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, volume 41, N°1 :pages 271–283, January 2005.

[58] Ahmad F and Amin M.G. Through the wall human motion indication using sparsity driven change detection. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE*, Issue : 99 :pages : 1–10, 2012.

[59] Setlur. P, G.E Smith, Ahamd F, and Amin M.G. Target localization with a single sensor via multipath exploitation. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE*, volume 48, Issue 3 :pages 1996 – 2014, 2012.

[60] Immorev I.Y., Sergey P.G., Samkov V., and Tao T. Short - distance ultra-wideband radars. *Theory and Designing conference radar, Toulouse France*, 2004.

[61] University of OSLO. Wideband antenna for novelda nanoscale impulse radar. http ://www.prnewswire.com/news-releases/wideband-antenna-for-novelda - nanoscale-impulse-radar-131318564.html.

[62] Lombardini F., Cai F., and Pardini M. Parametric differential sar tomography of decorrelating volume scatterers. *European Radar Conference*, 2009.

[63] Catapano I. and Cocco L. Linear sampling method for time lapse qualitative through the wall imaging. *European Radar Conference 2009*, 2009.

[64] Lièbe C. Radar ultra large bande : Applications à la vision à travers les murs. *Thèse de doctorat, Université de La Rochelle, France*, 2010.

[65] Ahmad F. and Moeness G.A. Noncoherent approach to through-the-wall radar localization. *IEEE Transactions On Aerospace and Electronics System*, volume 42 No. 4, October.2006.

[66] Mardeni R. and Othman. S. N. Node positioning in zigbee network using trilateration method based on the received signal strength indicator (rssi). *European Journal of Scientific Research*, volume 46 No.1 :pages 048–061, 2010.

[67] Peng R. and Mihail L. S. Angle of arrival localization for wireless sensors network. *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*, volume 1 :page 374, 2006.

[68] Aftanas M., Rovnakova J., Riskova M., Kocur D., and Drutarovsky M. An analysis of 2d target positioning accuracy for m-sequence uwb radar system under ideal conditions. *Radioelektronika, 17th International Conference*, 2007.

[69] Gunnarsson F. Positioning using time difference of arrival measurements. *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2003.

[70] Yahya. N, Kamel. N.S, and Malik. A.S. A subspace approach for restoring image corrupted by white noise. *Circuits and Systems (APCCAS), IEEE Asia Pacific Conference on*, pages 128 – 131, 2010.

[71] Kosmas. P, Shea. J.D, Van Veen. B.D, and Hagness. S.C. Three dimensional micromwave imaging of realistic breast phantoms via an inexact gauss newton algorithm. *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. IEEE*, pages 1 –4, 2008.

[72] Aftanas M., Rovnakova J., Drutarovsky M., and Kocur D. Efficient method of toa estimation for through wall imaging by uwb radar. *UWB Radar, International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB*, 2008.

[73] Wright. M, Stallings. D, and Dunn. D. The effectiveness of global positioning system electronic navigation. *SoutheastCon, Proceedings. IEEE*, pages 62–67, 2003.

[74] Davidson. J.L, Hua X., and Ashlock.D. A comparison of genetic algorithm, regression and newton's method for parameter estimation of texture models. *Image Analysis and Interpretation*, pages 201 – 206, 1996.

[75] Brent R. P. An algorithms with guaranteed convergence for finding a zero of a function. *Computer Journal*, volume 14 :pages 253–264, 1971.

[76] Zhang W., Xu C., and Li F. Feng J. A period-finding method for shor's algorithm. *Computational Intelligence and Security*, pages 778–780, 2007.

[77] Lin Y. and Hans. V. Applications of undersampled hilbert transform to complex modulated signals. *Instrucmentation and Measurement Technology Conference*, pages 879 – 882, 2006.

[78] Huber. C.J, Rucker. W.M, Hoschek.R, and Richter.K.r. A new method for the numerical calculation of cauchy principal value integrals in bem applied to electromagnetics. *Magnetics, IEEE Transactions*, volume 33 :pages 1386 – 1389, 1997.

[79] Beaudoin. N and Beauchemin. S.S. An accurate discrete fourier transform for image processing. *Pattern Recognition, Proceedings. 16th International Conference*, volume 3 :pages 935 – 939, 2002.

[80] Tugnait J. K. Time delay estimation with unknown spatially correlated gaussian noise. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, volume 41(2) :pages 549–558, February 1993.

[81] ElHillali Y., Rivenq A.and ElBahhar F., Rouvaen J-M.and Sakkila L., and Tatkeu C. Radar technology, chapter short range radar based on uwb technology. *ISBN : 978-953-307-029-2In book : Radar Technology*, page 410, 2010.

[82] Zhao X., Gaugue A., Lièbe C., Khamlichi J., and Ménard M. Through the wall detection and localization of a moving target with a bistatic uwb radar system. *Eurad, Paris France*, September 2010.

[83] Lepage A.C. Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles : application à la conception d'antennes compacts intégrées dans un système de communicatin ultra-large bande. *Thèse de doctorat*, ENST, Juin 2005.

[84] Yazgan B., Paker S., and Kartal M. Image reconstruction with diffraction tomography using different inverse radon transform algorithms. *Biomedical Engineering Days*, pages 170 – 173, 1992.

[85] Buck G. Radar mapping : Prolate spherodial wave functions versus truncated inverse fourier transform. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, volume 20 :pages 188 – 193, 1972.

[86] Daniels D.J. Groud penetrating radar - 2nd edition. *IEEE London*, 2004.

[87] Zhuge X., Yarovoy A.G.and Savelyev T., and Ligthart L. Modified kirchhoff migration for uwb mimo array-based radar imaging. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE*, volume 48 :pages 2692–2703, 2010.

[88] Chen G., Zhao Z., Zheng W., Nie Z., and Liu Q. Three dimensional image reconstruction in microwave induced thermo acoustic tomography using time reversal mirror technique. *Biomedical Engineering and Computer Science (ICBECS)*, pages 1–3, 2010.

[89] Cui G., Kong L., and Yang J. A back projection algorithm to stepped frequency synthetic aperture through the wall radar imaging. *Process of 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, pages 123–126, 2007.

[90] Fortino N., Dauvignac J.-Y., Bellomo L., Pioch S., Saillard M., Lepetit T., de Rosny J., Prada C., Millot P., Maaref N., and Boudamouz B. Time reversal based processing for human targets detection in realistic through-the-wall scenarios. *Radar Conference (EuRAD), European*, pages pages 1–4, 2011.

[91] Filali B., Rhazi J.E., and Ballivy G. Mesure des propriétés diélectriques du béton par une large sonde coaxiale à terminasion ouverte. *Can. J. Phys.,*, volume 84(5) : 365379, 2006.

[92] Masaki S., Dongmin K., and Hiroyuki O. Finite - difference time - domain simulations of radio frequency electromagnetic fields and signal inhomogeneities in ultrahigh-field magnetic resonance imaging systems. *Journal of Applied Physics*, volume 103 :pages 07A318 – 07A318 – 3, 2008.

[93] Lescalier B., Benahmed Daho O., Gaugue A., Khamlichi J., and Ménard M. Vision à travers les murs : De la modélisation à la reconstruction de scène. *Colloque National de la Recherche IUT*, 2011.

[94] Soumekh M. *Synthetic Aperture Radar Signal Processing (book)*. John Wiley & Sons, Inc., 1999.

[95] Zetik R., Sachs J., and Thoma R. Modified cross-correlation back projection for uwb imaging :numerical examples. *IEEE Ultra-Wideband, ICU*, page 5, September 2005.

[96] Zhao X., Lescalier B., Benahmed Daho O., Gaugue A., Khamlichi J., and Ménard M. Radar ulb : méthode de localisation de cibles derrière un mur. *17ième Journées Nationales Microondes*, May 2011.

[97] Benahmed Daho O., Khamlichi J., Gaugue A., and Ménard M. Toward the combination of backprojection and trilateration algorithms for through-wall imaging. *Proc. EUROEM 2, France*, 2012.

[98] Benahmed Daho O., Khamlichi J., Ménard M., and Gaugue A. Description of the complete processing pipeline of a multstatic through-wall pulse radar. *EURAD, Amsterdam*, 2012.