



**HAL**  
open science

# Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel

Vincent Chatelée

## ► To cite this version:

Vincent Chatelée. Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel. Electronique. Université Nice Sophia Antipolis, 2006. Français. NNT: . tel-00696606

**HAL Id: tel-00696606**

**<https://theses.hal.science/tel-00696606>**

Submitted on 12 May 2012

**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 NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

École Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

## THÈSE

pour obtenir le titre de

### Docteur en Sciences

de l'UNIVERSITÉ de Nice-Sophia Antipolis

Discipline : Électronique

## Développement d'un système d'imagerie microonde multistatique ultra large bande. Application à la détection d'objets en régime temporel et fréquentiel

Rapport provisoire

Présentée par :

**Vincent CHATELÉE**

Directeur de Thèse : *Jean-Yves DAUVIGNAC*

Soutenance le 8 Décembre 2006 devant le jury composé de :

Mme Ann Franchois	Professeur, Université de Gand	Rapporteurs
M Xavier Derobert	Ingénieur TPE, LCPC	
M Jean-Yves Dauvignac	Professeur, UNSA	Directeur de thèse
M Ioannis Aliferis	Maître de Conférences, UNSA	Examineurs
M Jean-Charles Bolomey	Professeur, Université Paris-sud Orsay	
M Christian Pichot	Directeur de Recherche, CNRS	
M Marc Saillard	Professeur, Université du Sud Toulon-Var	



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Les systèmes d'imagerie microonde</b>	<b>3</b>
I.1. Introduction	3
I.2. Imagerie microonde	4
I.2.1. Présentation	4
I.2.2. Quelques applications	4
I.2.2.1. Détection de mines	4
I.2.2.2. Génie civil	5
I.2.3. Méthodes de résolution du problème inverse	7
I.2.3.1. Tomographie par diffraction	7
I.2.3.2. Méthodes itératives linéaires	7
I.2.3.3. Méthodes itératives non linéaires	7
I.2.3.4. Méthode de D.O.R.T.	8
I.2.4. Synthèse	9
I.3. Différents systèmes radar	9
I.3.1. Radar conventionnel et SPR	9
I.3.2. Classe de SPR selon l'onde émise	11
I.3.2.1. L'ultra large bande	12
I.3.2.2. Radar impulsional	13
I.3.2.3. Radar à modulation de fréquence	13
I.3.2.4. Radar à saut de fréquence	13
I.3.2.5. Choix du type de radar	14
I.3.3. Antennes pour SPR	14
I.3.3.1. Antennes élémentaires	15
I.3.3.2. Antennes « indépendantes » de la fréquence	15
I.3.3.3. Antennes à ouverture	16
I.3.3.4. Antennes à ondes progressives	16
I.3.3.5. Antennes à transition progressive	16
I.3.4. Configuration des antennes	17
I.3.4.1. Configuration monostatique	18
I.3.4.2. Configuration bistatique	18
I.3.4.3. Configuration multistatique	19
I.3.5. Synthèse des objectifs	20
I.4. Considérations intrinsèques aux SPR	20
I.4.1. Champ proche, couplage lié au milieu	21
I.4.2. Optimisation des données de mesure	22
I.4.3. Propriétés diélectriques des milieux	23
I.4.4. Synthèse	24
I.5. Conclusion	24
<b>Chapitre II : Le Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques</b>	<b>27</b>
II.1. Introduction	27
II.2. Modules constitutifs du SIMIS	27

II.2.1. Antenne élémentaire ETSA	28
II.2.1.1. Antenne ultra large bande	28
II.2.1.2. Diagrammes de rayonnement	31
II.2.1.3. Intégration des antennes sur la ligne de mesure	35
II.2.2. Multiplexage électromécanique	36
II.2.3. Mesures à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel	38
II.2.3.1. Généralités	38
II.2.3.2. Traitement des données	39
II.2.4. Le logiciel VEE	41
II.2.5. Assemblage du SIMIS	42
II.3. Performances du SIMIS	42
II.3.1. Portée du radar	43
II.3.2. Résolution	45
II.3.3. Dynamique de détection	46
II.3.3.1. Rétrécissement du filtre à FI	46
II.3.3.2. Pondération des lobes secondaires	47
II.3.4. Isolation des voies	49
II.4. Conclusion	49
<b>Chapitre III : Calibrage du système et estimation des erreurs intrinsèques</b>	<b>51</b>
III.1. Introduction	51
III.2. Calibrage du SIMIS	52
III.2.1. Calibrage de l'analyseur de réseau	52
III.2.1.1. Calibrage en réflexion	53
III.2.1.2. Calibrage en transmission	54
III.2.1.3. Calibrage "Full 2-port"	55
III.2.2. Calibrage du réseau d'interrupteurs	56
III.2.2.1. Utilisation de l'étage multiplexeur	56
III.2.2.2. Bilan des pertes d'insertion avant calibrage	57
III.2.3. Calibrage du réseau d'antennes	57
III.2.3.1. Correction vis-à-vis de la fabrication	58
III.2.3.2. Correction du rayonnement	59
III.2.3.3. Couplage lié au trajet direct	60
III.3. Estimations des erreurs intrinsèques	62
III.3.1. Erreurs de dérive	63
III.3.1.1. Dérive thermique de l'analyseur	63
III.3.1.2. Dérive thermique en chambre anéchoïque	65
III.3.2. Erreurs aléatoires	66
III.3.2.1. Erreurs dans les câbles	67
III.3.2.1.1. Test de fuite	67
III.3.2.1.2. Flexion des câbles	68
III.3.2.2. Bruit de mesure	69
III.3.3. Synthèse	71
III.4. Conclusion	71
<b>Chapitre IV : Campagne de mesures</b>	<b>73</b>
IV.1. Introduction	73
IV.2. Étude en transmission	73
IV.2.1. De l'importance du choix de la cible	74

IV.2.1.1. Détermination de la taille optimale	74
IV.2.1.2. Mesure de la permittivité	75
IV.2.2. Simulation de la configuration générique	76
IV.2.2.1. Comportement de l'objet diélectrique	76
IV.2.2.2. Diffraction dans le milieu environnant	76
IV.2.3. Mesures en chambre anéchoïque	78
IV.2.4. Synthèse	80
IV.3. Mesures avec le SIMIS	80
IV.3.1. Cas de la cible métallique	82
IV.3.2. Cas de la cible diélectrique	90
IV.3.3. Synthèse	98
IV.4. Mesures en configuration hybride	100
IV.4.1. Cas de la cible métallique	101
IV.4.2. Cas de la cible diélectrique	102
IV.4.3. Synthèse	105
IV.5. Conclusion	106
<b>Chapitre V : Imagerie qualitative</b>	<b>109</b>
V.1. Introduction	109
V.2. Processus de Retournement Temporel (RT)	110
V.2.1. Présentation de la méthode	110
V.2.2. Application du RT aux données du SIMIS	111
V.2.2.1. Configuration linéaire	111
2.2.1.1. Cas de la cible diélectrique	112
2.2.1.2. Cas de la cible métallique	115
2.2.1.3. Synthèse	117
V.2.2.2. Configuration hybride	117
2.2.2.1. Cas de la cible diélectrique	118
2.2.2.2. Cas de la cible métallique	120
2.2.2.3. Synthèse	122
V.3. Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (DORT)	122
V.3.1. Présentation de la méthode	122
V.3.2. Application de DORT aux données du SIMIS	123
V.3.2.1. Cas de la cible diélectrique	123
V.3.2.2. Cas de la cible métallique	128
V.3.2.3. Synthèse	130
V.4. Conclusion	132
<b>Conclusions et perspectives</b>	<b>133</b>
Annexe A Fenêtres de Hann et de Hamming	137
Annexe B Spécifications des commutateurs et des câbles	139
Annexe C Spécifications de l'analyseur de réseau vectoriel 8720B	141
Annexe D Programme VEE d'acquisition bistatique	142
Annexe E Programme VEE de calibrage	145
Annexe F Programme VEE d'acquisition du SIMIS	147
<b>Bibliographie</b>	<b>157</b>

*Table des matières*

# Introduction

Le domaine de l'imagerie électromagnétique comprend deux pôles. Le premier est lié à la conception et l'emploi d'un système d'acquisition du champ électromagnétique. Le second a pour objet les algorithmes de traitement des mesures permettant de tenir compte de l'interaction du rayonnement microonde avec les inhomogénéités du milieu ausculté pour reconstruire des images. Le travail présenté dans cette thèse se situe dans la première thématique, il tient au développement d'un système radar à impulsions synthétiques pour l'étude des objets enfouis.

Le RADAR, néologisme anglais de RAdio Dectection and Ranging, est un système électronique utilisant les ondes électromagnétiques (EM) qui a été mis au point pour détecter à distance les objets et mesurer leur éloignement, comme des avions ou des bateaux. Le principe est basé sur la réflexion des ondes EM par des corps conducteurs ou diélectriques. C'est avant la seconde guerre mondiale que furent développés les premiers systèmes radars. Ces radars fonctionnaient principalement en bandes HF et VHF, respectivement 3–30 MHz et 30–300 MHz, et autorisaient des portées d'environ 80 km. À l'aide de l'effet Doppler-Fizeau, ces systèmes fournissaient une base de détection des objets mobiles. Ainsi, ils ont été utilisés pendant la guerre pour renforcer les dispositifs de défense militaires. Les premiers radars impulsionnels ont alors vu le jour. À partir de la vitesse de propagation des ondes EM dans l'air, il est possible d'estimer la distance de la cible à l'aide du délai observé entre l'impulsion émise et celle qui a été réfléchi par la cible. Depuis lors, les systèmes radars se sont développés matériellement (antennes, source radiofréquence, récepteur, ...) et plus tard, avec les traitements informatiques, par des outils pour l'analyse et l'interprétation de données. Actuellement, les radars sont largement répandus dans des applications civiles – comme le contrôle du trafic aérien, la navigation aérienne, maritime et terrestre, les prédictions météorologiques – et militaires – surveillance, pilotage ou guidage d'armes autopropulsées.

Le radar à pénétration de surface, communément désigné SPR (*Surface Penetrating Radar*), est une variante spécialement conçue pour fonctionner à travers un milieu opaque. Les premières expérimentations ont été réalisées lors d'études sur des glaciers. L'intérêt pour ce type de système crût en raison de leur capacité à imager ce qui se trouve derrière une interface diélectrique, comme estimer et visualiser les formes, tailles et profondeurs d'inhomogénéités. L'introduction sur le marché du premier *Ground Penetrating Radar* (GPR) commercial a conduit rapidement au développement de ces systèmes et à la diversification des champs d'applications, tout en restant principalement un outil de contrôle non destructif. Ainsi, ils sont employés en géophysique pour estimer la structure des sous-sols ou retrouver la profondeur d'une nappe



d'eau. Aussi utilisés en archéologie, ils permettent de retrouver les contours de structures enfouies afin d'éviter des dommages durant l'excavation. En génie civil, ils fournissent des informations sur l'intégrité des ouvrages d'art. Lorsqu'ils sont employés sur d'anciennes zones de combat, ils tentent de localiser des mines antipersonnelles et les obus qui n'ont pas explosé. Cependant, même avec le développement des techniques GPR, ils manquent encore des procédures automatisées et stables afin d'étudier les énormes quantités d'informations qu'ils génèrent. En outre, l'analyse manuelle de ces données impose généralement la présence d'un opérateur qualifié, conduisant à des interprétations subjectives, requérant invariablement une durée significative.

Dans ce travail, nous proposons tout d'abord d'étudier les différents systèmes d'imagerie microonde développés pour des applications de type SPR afin de situer notre problématique. En effet, si tous ont pour but de produire des images des milieux auscultés, il existe plusieurs voies pour y parvenir. Le problème d'imagerie est complexe et nécessite en règle générale l'utilisation de données de bonne qualité. Pour cela, les systèmes doivent être conçus selon des critères établis à l'avance et avec certains choix pour les satisfaire. Enfin, il convient d'essayer de compenser numériquement – durant les phases de pré- ou de post-traitement –, les nombreux phénomènes physiques et erreurs de mesures mis en jeu.

Nous décrivons ensuite le système proprement dit, appelé Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques, avec chacun des modules qui le compose. Ses performances sont évaluées au regard de la portée, la résolution ou encore la dynamique de détection.

Le calibrage du SIMIS sur les champs d'erreurs systématiques, de dérives et aléatoires est proposé dans le troisième chapitre. Chaque étage est alors étudié individuellement afin de présenter un fonctionnement optimal. Lorsque l'implantation d'un modèle de compensation des erreurs ne sera pas possible, nous proposons une alternative pour en tenir compte.

Ces études préliminaires nous permettent ensuite de procéder à l'utilisation du SIMIS, dans des conditions expérimentales favorables, au sein du laboratoire. Nous produisons des résultats de détection pour deux cibles spécifiques, que nous interprétons afin de valider le fonctionnement du radar. Cette partie fera aussi l'objet d'une proposition de modification de l'architecture du système afin de générer de meilleures données de mesure.

Après la campagne de mesures, nous proposons finalement deux traitements des données issues du domaine acoustique : le procédé de retournement temporel et la décomposition de l'opérateur de retournement temporel. Les images résultantes servent alors à détecter et localiser la cible en place.

À l'issue de cette dernière partie, nous présentons les conclusions sur ce travail et évoquons les perspectives envisagées.

# Chapitre I : Les systèmes d'imagerie microonde

## I.1. Introduction

Des procédés d'imagerie sont régulièrement employés dans plusieurs domaines scientifiques. Pour le grand public, les applications médicales sont les plus connues, telles que la radiographie et la tomодensitométrie par rayons X (scanner) ou encore l'imagerie à résonance magnétique (IRM) pour établir un diagnostic. Les premières méthodes de reconstruction tomographique dans le domaine de l'imagerie microonde datent des années 80 ([PER83], [DEV84], [PIC85] et [BOL86]). Elles font appel à des algorithmes de résolution qualitative, basés sur des méthodes de tomographie par diffraction. Cette technique, dont le principal intérêt tient dans le faible coût en temps de calcul, permet de reconstruire uniquement les sources induites dans le milieu. La résolution quantitative permet quant à elle de reconstruire la permittivité complexe des objets et a fait l'objet d'études ultérieurement [FRA93][LOB96].

Un système d'imagerie microonde est donc confronté à des objets, qualifiés aussi de cibles ou d'hétérogénéités, localisés dans un milieu dont les caractéristiques sont connues. Plusieurs alternatives sont possibles pour parvenir à une image, que ce soit par investigation invasive ou non, avec une configuration circulaire ou linéaire autour du milieu. Dans cette thèse, nous étudions un système radar destiné à la détection d'objets en espace libre ou enfouis, basé sur un mode actif, non invasif et un réseau linéaire de capteurs.

Le problème global de l'imagerie microonde est tributaire de deux aspects. Le premier est lié à la conception et la mise en oeuvre d'un dispositif de mesure. Le système relève le champ diffracté, rayonné par les courants induits au sein des hétérogénéités, générés suite à l'éclairement du milieu par un champ électromagnétique incident. Le second aspect porte sur le traitement du signal en tenant compte de l'interaction onde-matière, qui se produit au sein des objets diélectriques soumis à un rayonnement microonde, et l'utilisation d'algorithmes pour reconstruire une image liée aux caractéristiques des sources induites, dues au contraste de permittivité, du milieu sous investigation.

Le problème de l'imagerie microonde est abordé dans ce chapitre, tout d'abord au regard des algorithmes de détection et de reconstruction. Avec la connaissance du champ incident et la mesure du champ diffracté, ils tendent vers l'obtention d'informations pour la détection et la localisation d'objets (imagerie qualitative), l'identification et la classification (imagerie quantitative). Puis, nous présentons les systèmes radars pour des applications en réflexion de type subsurface couramment utilisés en fonction du mode de génération de l'onde incidente, des

types de capteurs électromagnétiques et de leur configuration. Nous évoquons enfin les phénomènes physiques intervenant dans les acquisitions réalisées par un radar subsurface, ce qui nous conduit à ouvrir des pistes en vue d'optimiser au mieux les mesures qui sont collectées, en recherchant à obtenir des données les plus précises possible pour les algorithmes d'imagerie.

## I.2. Imagerie microonde

### I.2.1. Présentation

Elle repose sur deux problèmes. Le premier, dit direct, a pour but de calculer la répartition du champ résultant de l'interaction des ondes électromagnétiques avec des diffuseurs soumis à un champ incident. Il nécessite la connaissance des sources qui sont appliquées, ainsi que les caractéristiques géométriques (dimensions et forme) et électromagnétiques (principalement la permittivité complexe) des objets et du milieu. Il est le point de départ des problèmes de diffraction.

Dans le second problème, inverse celui-ci, il s'agit de retrouver certaines propriétés électromagnétiques de ou des objets à partir de la mesure du champ diffracté, dans une région bien délimitée ou non. À partir de la connaissance du champ incident et de l'interaction dans un domaine restreint, il permet de reconstruire une image représentative de(s) l'objet(s). Il s'agit d'un problème mal posé dans le cas général, c'est-à-dire qu'il n'offre pas l'existence, l'unicité et la stabilité de la solution. En effet, la fonction qui relie les propriétés électriques de l'objet aux valeurs du champ diffracté est non linéaire. Cette caractéristique provient du phénomène de diffraction multiple au sein de l'objet, et est davantage présente en hautes fréquences [CHE95].

### I.2.2. Quelques applications

Nous présentons quelques applications concernant la détection subsurface (objets enterrés, imagerie de structures,...) mais qui ne constituent pas une liste exhaustive. En effet, d'autres applications, en particulier en contrôle non destructif dans le domaine industriel, peuvent être envisagées.

#### *I.2.2.1. Détection de mines*

Le développement de techniques pour la détection subsurface s'est accéléré à partir des années 90 et l'appel lancé à la communauté scientifique pour concevoir un dispositif de déminage à but humanitaire. En effet, de nombreuses mines antipersonnelles demeurent enfouies dans les anciennes zones de conflit, mutilant les civils revenus y vivre. Alors que d'un point de vue militaire, le taux de détection et la méthode de déminage sont flexibles, ce n'est pas

du tout le cas dans le domaine humanitaire où la probabilité de détection doit tendre vers la certitude avec un système de moindre coût. Le GPR se présente comme un bon candidat pour cette application où les objets sont ensevelis peu profondément, les détecteurs de métaux devant faire face à la réduction importante des quantités de métal dans la fabrication des mines.

Ainsi dans [GAR96], les auteurs s'intéressent au potentiel du système MTIT (sigle anglais de *Microwave Tomographic Imaging Tool*) pour la détection de mines en temps *quasi* réel. Doté d'un réseau de capteurs, il offre un champ d'investigation d'un mètre de largeur pour un mètre de profondeur. L'élaboration d'image est réalisée à l'aide de trois paramètres : la constante diélectrique du sol qui permet de déduire la vitesse de propagation des ondes, les seuils haut et bas qui relatent la dynamique de détection du système. Cette approche permet, pour tout écho mesuré par chaque antenne et appelé *A-scan*, de calculer la profondeur de la cible et réduire le bruit de mesure.

Dans l'état de l'art [KEM99b] sont décrites les méthodes employées pour le traitement de données de type *B-scan*, agrégation de *A-scans* selon un sens de déplacement pour former une image bidimensionnelle, caractérisant une tranche du milieu étudié. La réduction de la réflexion air-sol peut être réalisée par l'application de filtres particuliers ou par la suppression de composantes moyennes. La déconvolution de la source d'émission est décrite, ainsi que l'extraction des hyperboles de diffraction. L'estimation de la vitesse de propagation dans le sol revêt un enjeu important. Des méthodes sont rappelées, dont la plus simple consiste à utiliser la diffraction d'un objet enfoui à une profondeur connue. Enfin, plusieurs algorithmes de migration *y* sont présentés : idéalement, cette opération est une transformation précise des données position-temps vers un domaine position-profondeur.

#### *I.2.2.2. Génie civil*

Pour le contrôle non destructif des chaussées, il est nécessaire de connaître la géométrie des différentes couches qui la composent pour évaluer son comportement mécanique ou définir, le cas échéant, le type de réparation appropriée. Ces dernières années, des avancées pour l'auscultation des routes sont observées, vers plus de rapidité, vers de plus hautes fréquences qui impliquent un rythme d'acquisition élevé, des mesures donc *quasi* continues et la constitution de cartes présentant les différentes couches. Un rappel de la structure d'une chaussée est proposé (Ill. I.1). Deux limites physiques subsistent néanmoins [DER01] : le besoin d'informations sur les couches bitumeuses très minces n'est pas satisfait par les radars impulsions commerciaux, de plus la réalisation de sondages destructifs pour connaître l'état des différentes couches de la chaussée – pour retrouver la vitesse de propagation des ondes – est encore nécessaire.

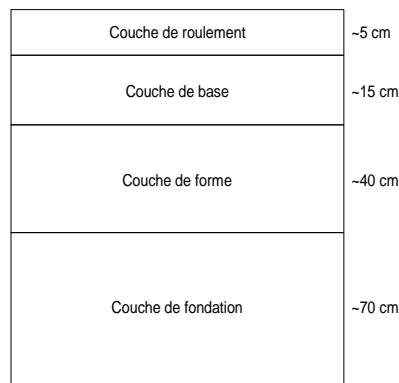


Illustration I.1 : Vue en coupe des différentes couches formant une route goudronnée

Il est aussi intéressant de localiser d'éventuelles irrégularités dans les structures routières [RME97]. Un dépistage permet de les traiter de manière adéquate avant qu'elles ne s'étendent jusqu'à la surface, devenant très coûteuses à réparer. Cette étude s'avère obligatoire avant de superposer d'autres couches afin de maximiser la procédure de maintenance. Des poches peuvent être observées entre deux couches de bitume, à cause d'une rupture dans leur lien, formant une couche de faible densité. Il s'agit d'identifier la diffraction d'une couche moins diffringente en raison d'une constante diélectrique plus faible que celle des autres couches.

Par ailleurs, l'étude des propriétés du béton permet d'estimer le degré de détérioration d'un édifice ou son potentiel de résistance à un événement particulier. Dans [HAL97] sont retenus trois critères : la porosité, la saturation en eau et les armatures métalliques (avec leurs localisation et taille). Par l'utilisation d'un modèle empirique pour les structures en béton armé dans le domaine fréquentiel, il est possible d'estimer les critères cités grâce à la mesure de l'onde diffractée et la connaissance de l'onde incidente. Le seuil d'arrêt du processus itératif est fixé au sens des moindres carrés, la qualité du résultat dépend fortement des conditions initiales. Pour la réparation de structures en béton armé, la position des armatures métalliques est obtenue dans [FRA02] par l'investigation microonde non destructive et imagerie SAR (*Synthetic Aperture Radar*). L'addition cohérente des mesures obtenues sur la ligne de mesure et la prise en compte de l'ouverture réelle de l'antenne conduisent à une image de la réflectivité du milieu.

Un problème de transmission en polarisation TM est étudié à l'aide d'un code numérique d'inversion dans [TAR02]. Le champ diffracté est obtenu à l'aide de mesures différentielles, soustraction vectorielle du champ total par le champ incident, dans un protocole multi-fréquence et multiposition. Ce procédé se destine à l'investigation de ponts ou de murs, il sera amélioré par la prise en compte de la polarisation TE – impliquant le passage d'une équation de propagation scalaire vers une équation vectorielle.

### I.2.3. Méthodes de résolution du problème inverse

#### I.2.3.1. Tomographie par diffraction

Les premières méthodes de résolution du problème inverse étaient basées sur la tomographie par diffraction, fournissant une image en coupe d'un milieu soumis à l'éclairement d'un champ électromagnétique. Ses premières applications ont été l'imagerie d'objets en espace libre [ADA82] ainsi que, pour le domaine biomédical, d'objets enfouis [BOL82].

Le champ total à l'intérieur de l'objet est, par exemple, approché à l'aide de l'approximation de Born : le champ diffracté est considéré faible devant le champ incident, cela revient à utiliser l'expression du champ incident à la place du champ total. Puis, le théorème de diffraction par Fourier conduit à une relation linéaire entre la fonction de l'objet et le champ diffracté mesuré. Pour ce théorème, dans le cas d'un objet éclairé par une onde plane incidente, la transformée spatiale de Fourier du champ diffracté coïncide avec un arc de la transformée spatiale bidimensionnelle de Fourier de la fonction de l'objet. Plusieurs fréquences et différents angles d'incidence permettent d'aboutir au spectre de la fonction de l'objet puis, par transformée inverse, aux propriétés du dit objet. Le noyau des calculs est basé sur des transformées de Fourier rapides, cela autorise des résultats en temps *quasi* réel. Par contre, si la résolution théorique est de  $\lambda/2$ , elle est difficile à atteindre. De plus, cette méthode est limitée dans son champ d'application selon l'approximation choisie (produit du diamètre de l'objet par son indice de réfraction inférieur à 0,25 dans le cas de l'approximation de Born).

#### I.2.3.2. Méthodes itératives linéaires

Pour contourner les contraintes de la tomographie par diffraction, d'autres méthodes ont été développées. Le problème direct est tout d'abord discrétisé, par exemple à l'aide de la méthode des moments, puis le problème inverse linéarisé résolu par un processus itératif. Ainsi, la DBIM (*Distorted Born Iterative Method*, [CHE90]), extension de la première méthode – BIM – proposée par les auteurs, montre de bonnes performances en terme de convergence. Par ailleurs, l'équivalence de la DBIM et la minimisation de Levenberg-Marquadt avec la méthode de Newton-Kantorovich a été montrée dans [JOA91].

#### I.2.3.3. Méthodes itératives non linéaires

Des méthodes itératives lourdes peuvent être mises en oeuvre pour construire le profil de permittivité du diffuseur, dont celle du (bi-)gradient conjugué. Il s'agit de minimiser une fonctionnelle coût par comparaison avec un modèle issu du problème direct. Dans cette méthode, la fonctionnelle non linéaire n'est constituée que d'un seul terme, celui du champ diffracté. Ce terme représente, à une itération donnée, la distance entre le champ diffracté de l'objet reconstruit et le champ diffracté de référence. La résolution dépend alors principalement

du rapport signal à bruit. La qualité de la reconstruction peut être améliorée par un procédé de régularisation – incorporation d'une information *a priori* sur la solution. Initiée dans [DOU97] pour l'auscultation radar, cette approche a été développée ultérieurement au LEAT par [ALI02] et [LEB03]. Les résultats qu'ils ont obtenus découlent sur plusieurs enjeux.

Les mesures sont effectuées sur un nombre fini de points. Cela implique une mauvaise représentation du champ diffracté. De plus, lors des acquisitions, un bruit de mesure souvent non négligeable est collecté. Ce paramètre nécessite un traitement approprié avant son passage dans le processus d'imagerie. Une certaine stabilité de l'algorithme d'imagerie est aussi attendue mais, lorsque le bruit est trop fort, il n'est plus possible de trouver une solution au problème. Par ailleurs, plus d'informations sont obtenues en remplissant d'avantage le domaine spectral de Fourier à deux dimensions. Tout d'abord par la variation d'incidence : en diversifiant les angles d'incidence, une meilleure résolution transversale est permise. Il s'agit donc de procéder à une mesure multiposition. D'autre part, en augmentant le nombre de fréquences, il est possible d'ignorer des minima locaux ce qui réduit donc le nombre de solutions possibles. Si la convergence des algorithmes est réalisée, la solution s'avère exacte. Une meilleure résolution longitudinale est obtenue par acquisition multifréquence [DOU97].

#### *1.2.3.4. Méthode de D.O.R.T.*

La Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel a été élaborée initialement en acoustique [FIN97]. Elle permet de dénombrer et localiser des diffuseurs en utilisant les ondes acoustiques. Un point clé de la méthode est de s'appuyer sur l'invariance du temps dans l'équation de propagation des ondes, qu'elles soient acoustiques ou électromagnétiques. Elle a pu donc être transposée dans le domaine microonde pour l'étude d'un problème de diffraction [MIC01]. Cette méthode peut être utilisée pour résoudre un problème de détection et dénombrer des objets dont les propriétés, géométriques et électriques, sont connues ou non recherchées – imagerie qualitative. Elle se montre aussi précieuse et très rapide dans la génération d'estimées initiales, taille du domaine contenant les diffuseurs notamment, pour d'autres algorithmes de reconstruction.

Le concept de retournement temporel s'appuie sur un dispositif appelé miroir, composé de transducteurs, dont le fonctionnement tient en l'enregistrement préalable du champ diffracté, puis dans l'émission de son expression retournée temporellement, en changeant  $t$  par  $-t$ . Ce dispositif permet notamment d'observer la formation d'ondes en direction d'un diffuseur de grande taille devant la longueur d'onde. La méthode de DORT vise à construire une matrice diagonalisable, à partir des données du champ diffracté, dont les valeurs propres et vecteurs propres sont les invariants de l'opération de retournement temporel. L'étude de ces invariants permet alors de caractériser le milieu sondé. En basses fréquences (diffuseur petit devant la longueur d'onde), il est montré que le nombre de valeurs propres non nulles est égal au nombre de diffuseurs, permettant la focalisation sélective sur chacun d'eux.

#### I.2.4. Synthèse

Dans ce travail, nous ne proposons pas d'extension aux méthodes de reconstruction déjà développées au LEAT. Celles-ci ont montré leur fiabilité à maintes reprises sur des données synthétiques. Leur étude a été néanmoins nécessaire afin de cerner les exigences (résumées en conclusion de ce chapitre) à l'égard du système d'acquisition qui doit leur fournir des données expérimentales. Toutefois, pour les cibles canoniques retenues lors de la campagne de mesure, nous employons la méthode de DORT ainsi que la technique du retournement temporel et répondons à un problème d'imagerie qualitative au chapitre V. Ces résultats ont d'ailleurs fait l'objet de publications qui sont référencées en conclusion de ce travail.

### I.3. Différents systèmes radar

Les systèmes SPR développés pour détecter des inhomogénéités à travers une interface se basent sur la propagation d'ondes électromagnétiques à travers un milieu et l'analyse des signaux diffractés issus de l'interaction onde-matière résultante. Cette propagation dépend beaucoup des propriétés diélectriques et de la topologie du milieu. En effet, le contraste de permittivité entre le milieu et ses irrégularités conduit à la création de courants de polarisation, qui rayonnent à leur tour un champ diffracté vers le système. La mesure de ce champ aboutit à la détection et la localisation des inhomogénéités. L'estimation sur la profondeur est néanmoins plus difficile car elle requiert à la fois une mesure précise sur le délai d'obtention du signal réfléchi mais aussi une connaissance *a priori* sur le milieu afin de transposer cette information en distance.

Les premiers radars qui émettaient en continu ne disposaient pas de cette fonctionnalité de localisation : le marquage temporel du début de la transmission et celui des premières ondes diffractées est inapproprié pour cette technologie. Ce problème a été circonvenu dans les systèmes ultérieurs par la modulation de l'onde émise. Il existe trois classes de SPR selon la technique employée : impulsion réelle, modulation de fréquence et impulsion synthétique. D'autres évolutions comme le développement d'antennes appropriées à la détection subsurface et leur multiplication pour un même système ont contribué à l'amélioration des performances générales. Nous étudions dans cette partie les choix nécessaires à la conception d'un système radar multistatique-multifréquence.

#### I.3.1. Radar conventionnel et SPR

La principale différence tient bien évidemment dans le milieu d'investigation, l'air pour le premier et un matériau pour le second. Alors que l'air est reconnu comme un milieu atténuant



peu les ondes électromagnétiques, ce n'est pas du tout le cas des sols et autres matériaux géologiques, en particulier ceux à forte teneur en eau. À l'image des adaptations nécessaires pour les applications microondes sous-marine, les SPR doivent intégrer un compromis entre la résolution du système, la profondeur de pénétration et éventuellement le volume de données par unité de temps. La fréquence centrale et la largeur de bande doivent aussi être correctement choisies selon le milieu d'investigation afin de minimiser l'atténuation sur le signal réfléchi.

Plus largement, le problème général de détection n'est pas le même. Le radar conventionnel a pour objectif de détecter, localiser et si possible identifier un mobile dans son champ de vision. Selon l'application souhaitée, le système est donc incorporé dans une structure ou embarqué à bord d'un véhicule (Ill. I.2) limitant peu ou prou le volume du radar et surtout de



*Illustration I.2 : Photographies de radars conventionnels, dans le sens de lecture : radar terrestre, radar maritime embarqué, radar météorologique, radar aérien embarqué*

ses antennes. Pour la détection d'objets enfouis, c'est au système de détection d'être déplacé sur le site d'investigation, conduisant à l'élaboration d'un dispositif portable ou embarqué, et limitant ainsi sa taille (Ill. I.3 et [KOS99] dans le cas de GPR). Finalement, alors que les deux types de radar tendent vers une résolution optimale, le SPR doit employer des techniques avancées pour détecter les cibles enfouies profondément, pour compenser la forte absorption du milieu, mais aussi celles affleurantes, l'interface air-milieu étant le siège de réflexions multiples

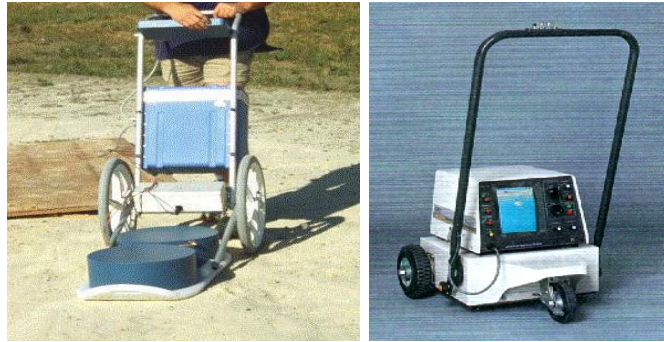


Illustration I.3 : Deux exemples de GPR

avec les diffuseurs. Quoiqu'il en soit, tout système radar suit néanmoins le même organigramme :

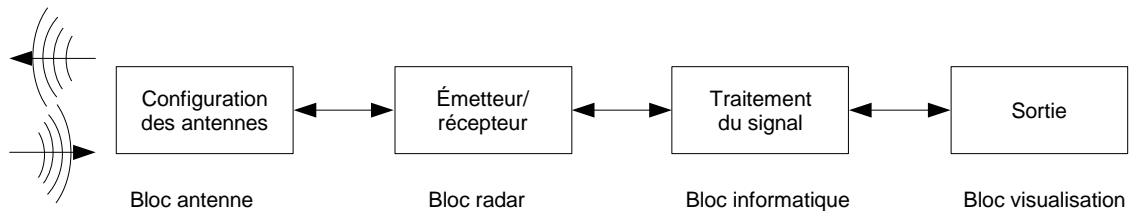


Illustration I.4 : Chaîne de traitement d'un radar

Le module « antenne » représente les transducteurs qui interagissent avec le milieu extérieur. Des paramètres tels que la bande passante, le nombre d'antennes et la géométrie du réseau sont optimisés en fonction des autres modules du système. Le module « radar » a la charge de générer l'onde émise et de démoduler l'onde reçue. Le module « informatique », sur site ou hors site, contient des procédures de calibration et d'optimisation des mesures, il doit fournir au module « visualisation » des échantillons au format désiré. Il est donc possible d'améliorer les mesures en optimisant chaque bloc : nous étudions dans cette partie les deux premiers, le traitement du signal approprié sera déduit des contraintes subies lors d'un problème de détection subsurface et détaillé en I.4.

### I.3.2. Classe de SPR selon l'onde émise

Nous décrivons dans cette section trois alternatives possibles pour concevoir un bloc radar performant pour un SPR, en commençant par la plus répandue, et nous nous attachons à présenter les avantages de chacun [DAN06]. Cependant, la plupart de ces radars faisant appel à la technologie ultra large bande, nous en rappelons les fondements pour débiter.

### 1.3.2.1. L'ultra large bande

Le terme ultra large bande en lui-même n'est apparu qu'il n'y a qu'une vingtaine d'années, d'autres appellations sont donc couramment employées comme technologie sans porteuse ou signal en bande de base. Le concept repose sur la génération, la transmission et la réception d'une impulsion radiofréquence d'une durée extrêmement courte. L'étendue spectrale de ce type de signal est alors très large mais sa densité spectrale de puissance reste faible. La définition donnée pour qu'un signal soit désigné comme ultra large bande tient dans le rapport de la largeur de bande à la fréquence centrale pour 90% de la puissance émise. Ainsi un signal sera qualifié d'Ultra Large Bande (ULB) si ses bornes en fréquence satisfont :

$$BP_{rel} = \frac{2 \cdot (f_h - f_b)}{(f_h + f_b)} > 0.2 \quad (I.1)$$

Ce seuil est généralement crucial en télécommunications, mais la plupart des SPR émettent sur une bande de fréquence bien plus large, souvent plus d'une octave (avec  $BP_{rel} > 0,67$ ).

Un bref historique de cette technologie présenterait le premier livre qui introduisit le concept initial des émetteurs et récepteurs ULB dans le domaine public [HAR69]. Puis, des brevets furent déposés pour l'utilisation de signaux ULB dans de nombreuses applications, tant dans les domaines de la communication que des radars [ROS73]. Avec la conception d'un radar ULB subsurface dénommé GSSI, la société éponyme bénéficia d'une forte croissance commerciale [MOR74]. Enfin, des études empiriques menées par *van Etten* sur la conception de systèmes et les profils d'antennes finalisèrent le concept [ETT77]. Plus tard, seules des améliorations vîrent le jour concernant les composants (antennes, générateur-modulateur de trains d'impulsions, multivibrateurs monostables, détecteurs synchrones, etc...).

Le succès de la technologie ULB tient dans les bénéfices qu'elle offre. De hauts débits de données sont atteignables, les performances multicanaux conduisent à une bonne capacité sans fil pour les communications; en radar, la propagation des ondes à travers des obstacles variés est possible, ainsi qu'une grande précision en localisation dans un environnement propice aux trajets multiples. D'autres considérations sont aussi évoquées : le faible coût engendré par l'emploi fréquent d'une technologie CMOS et la coexistence avec les interférences ne perturbant pas les systèmes déjà présents. Ainsi de nombreux systèmes radars ont été développés sur ce concept : pour la détection et l'imagerie de cibles (enfouies ou non), la discrimination entre plusieurs cibles, la poursuite d'objets dans un milieu donné – tracking – et la détection de personnes dans des situations de surveillance ou d'urgence. Concernant les SPR, l'ultra large bande est employé afin d'atteindre une résolution de l'ordre du centimètre en conservant une pénétration de plusieurs mètres.

### 1.3.2.2. Radar impulsionnel

Le radar subsurface impulsionnel est le plus largement utilisé, principalement en raison de la facilité d'interprétation des données qu'il produit. L'émission d'une impulsion électromagnétique très brève – spectre sur une très large bande de fréquence –, souvent de durée inférieure à la nanoseconde, permet ensuite d'enregistrer les échos réfléchis par les hétérogénéités du milieu sondé. Même si l'impulsion peut présenter un pic de puissance très important pour maximiser la pénétration, sa brièveté conduit à une puissance moyenne faible. De nombreuses productions scientifiques sont disponibles concernant les radars impulsionnels ([BRU97], [HER95] et [IMB99]).

### 1.3.2.3. Radar à modulation de fréquence

Regroupés sous le terme FM-CW, sigle anglais de *Frequency Modulated – Continuous Wave*, ils sont construits à l'aide d'un VCO – *Voltage Controlled Oscillator* – afin de faire varier la fréquence [OLV88]. La modulation intervient le plus souvent linéairement, nous présentons ici un diagramme comportant aussi les réponses de deux cibles :

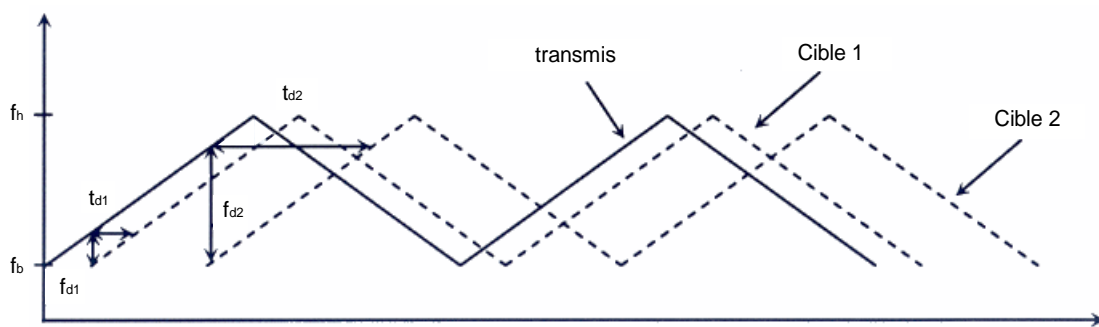


Figure I.1 : Diagramme d'une modulation linéaire en fréquence avec deux réponses de cibles

La différence en fréquence,  $f_{di}$ , entre les signaux émis et réfléchi est proportionnelle au temps de trajet aller-retour,  $t_{di}$ , depuis l'inhomogénéité  $i$ . Cette solution convient bien pour la détection d'un nombre restreint de cibles.

### 1.3.2.4. Radar à saut de fréquence

Ces systèmes aussi appelés SF-CW ou FH-CW, respectivement *Stepped Frequency* et *Frequency Hopping – Continuous Wave*, modulent la fréquence mais de manière discrète, entre deux bornes et pour un nombre fini de points. Les amplitudes et phases des signaux diffractés sont mesurés pour chaque saut en fréquence, la reconstruction d'un signal temporel est ensuite possible par transformée de Fourier. Ce procédé reçoit alors le titre d'impulsion synthétique, car la détection et la localisation sont réalisées sur des données temporelles. Avec une grande liberté sur la résolution fréquentielle, la bande passante et le nombre de points d'acquisition, ce

type de système est couramment utilisé. Ainsi le GPR à saut de fréquence présenté dans [GEN03] a été configuré pour la détection de mines antipersonnelles, ses performances indiquent une résolution longitudinale de  $3,4\text{ cm}$  à la distance maximale de  $4,3\text{ m}$ , sur la bande de fréquence  $[400\text{--}4845]\text{ MHz}$ . De plus, le système a été calibré afin de tenir compte de la variation de la puissance émise selon la fréquence, de la réponse en fréquence (amplitude et phase) de l'électronique employée et de la dépendance des antennes employées vis-à-vis de la fréquence. Les modules d'un radar à impulsions synthétiques fonctionnant sur la bande  $[0,3\text{--}3]\text{ GHz}$  avec une résolution de  $15\text{ cm}$  sont décrits dans [KOS99]. Un problème de tomographie microonde 3D est étudié dans [TUL01] avec un radar à sauts de fréquence basé sur la parallélisation de 3 canaux distincts pour étudier différentes profondeurs simultanément. Les performances d'autres radars sont étudiées dans [HAM95] au regard de la dynamique de détection et dans [KON95] concernant les sites archéologiques et la profondeur atteinte. Alternativement, des propositions pour améliorer la rapidité du traitement des données sont formulées dans [SAI02].

#### *I.3.2.5. Choix du type de radar*

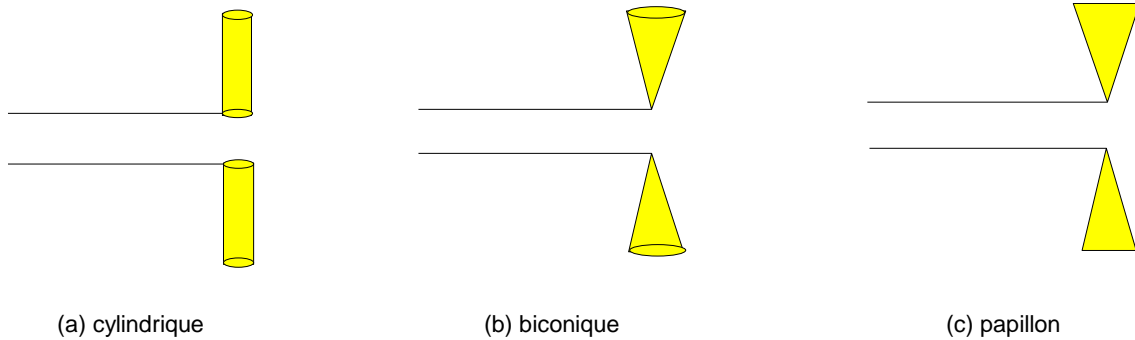
Le potentiel d'adaptabilité d'un système à impulsions synthétiques a suscité notre intérêt pour la conception de notre radar. Un analyseur de réseau vectoriel permet de disposer à la fois d'une source pour la modulation de fréquence et d'un récepteur doté d'une bonne sensibilité. Ce type d'appareil est aussi configurable pour s'intégrer facilement dans une chaîne d'acquisition et répondre à des commandes de la norme IEEE-488 Interface Bus. Nous avons retenu le 8720B d'Agilent (anciennement Hewlett Packard) dont les fonctionnalités sont détaillées dans le chapitre suivant. Nous indiquons seulement que sa bande de travail s'étend de  $130\text{ MHz}$  à  $20\text{ GHz}$ , pour un nombre de points maximum de  $801$  avec une résolution de  $100\text{ kHz}$ . Après avoir déterminé les fonctionnalités RF, nous nous orientons vers le choix de capteurs appropriés.

### **I.3.3. Antennes pour SPR**

Nous avons évoqué les avantages obtenus par l'émission d'impulsions très brèves, réelles ou synthétiques, mais cela nécessite l'emploi de transducteurs adaptés. En effet, l'impulsion ne doit pas être déformée, en durée, par l'antenne sous peine de perdre les bénéfices escomptés. C'est pour cela que les antennes employées dans les SPR doivent présenter une faible dispersion. De plus, il faut prêter une attention particulière au gain des antennes employées. Selon la configuration des antennes (paragraphe I.3.4. suivant), il faut choisir une antenne avec une large ouverture de rayonnement – faible gain – ou un réseau d'antennes de plus fort gain. Plusieurs types d'antennes large bande ont déjà été utilisés dans des systèmes de détection d'objets enfouis et leurs caractéristiques évaluées [YAR05] : leur gain se situe dans l'intervalle  $[1\text{--}15]\text{ dBi}$ .

*1.3.3.1. Antennes élémentaires*

Sont regroupés sous ce terme les monopôles, dipôles cylindriques ou biconiques, les antennes papillons (Ill. I.5). Ces antennes sont caractérisées par une polarisation linéaire, une

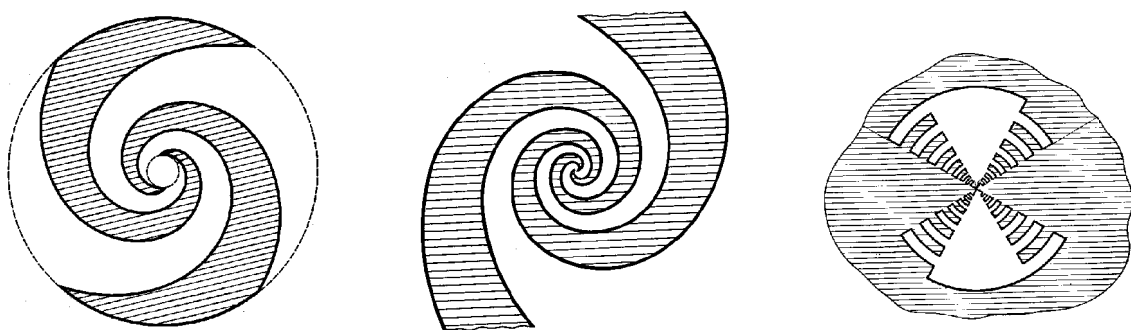


*Illustration I.5 : Trois profils d'antennes élémentaires*

faible directivité et par conséquent un faible gain. L'introduction des monopôles et dipôles chargés résistivement a contribué à l'amélioration de leur réponse impulsionnelle et un élargissement de leur bande passante. Ces antennes imposent parfois un encombrement important par leur géométrie, ce qui limite leur intégration. Par ailleurs, la topologie de ces antennes ne permet pas une maîtrise du rayonnement arrière ni du couplage direct entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

*1.3.3.2. Antennes « indépendantes » de la fréquence*

Nous retrouvons dans cette catégorie les antennes spirales logarithmiques planes (parfois coniques) et l'antenne log-périodique :



(a) spirale à enroulement antitrigonométrique      (b) spirale à enroulement trigonométrique      (c) log-périodique

*Illustration I.6 : Exemples d'antennes indépendantes de la fréquence*

En pratique, il existe des limites de fréquences basse et haute imposées par les diamètres maximal et minimal respectivement. De plus, ce sont des antennes fortement dispersives. Le

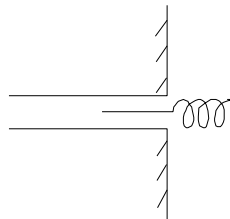
champ rayonné par une antenne spirale est généralement à polarisation circulaire, dont le sens est donné par l'enroulement de la spirale. Pour une antenne log-périodique, le champ rayonné est unidirectionnel.

#### *1.3.3.3. Antennes à ouverture*

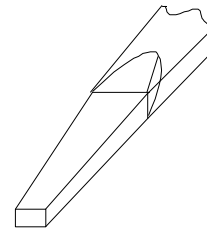
Nous parlons ici des antennes cornets, distinguant deux familles : celle à paroi lisse et celle à paroi rainurée (*corrugated horns*). Elles présentent un comportement large bande avec une grande pureté de polarisation. Leur gain est satisfaisant, entre 5 et 15 *dBi*, avec un lobe de rayonnement directif. Cependant, leur encombrement est important, limitant leur utilisation à des configurations monostatique ou bistatique.

#### *1.3.3.4. Antennes à ondes progressives*

Appelées aussi résonnantes, cette classe regroupe les antennes en hélice, cierge, filaires et les dipôles taillés en V. Pour la plupart, les rayonnements sont unidirectionnels. Nous en présentons deux types :



(a) en hélice



(b) cierge

*Illustration I.7 : Antennes à onde progressive*

D'une manière générale, toutes ces antennes présentées jusqu'à maintenant sont difficiles à mettre en place dans un réseau à cause de leurs dimensions ou leur poids.

#### *1.3.3.5. Antennes à transition progressive*

Les antennes à transition progressive ou TSA (pour *Tapered Slot Antenna*) présentent des avantages certains : comportement large bande, faible polarisation croisée, encombrement minimal (antennes imprimées), bonne directivité et séparation de la partie rayonnante par rapport au circuit d'alimentation. Il reste alors à déterminer le profil de la transition progressive de l'antenne parmi plusieurs disponibles (Ill. I.8) :

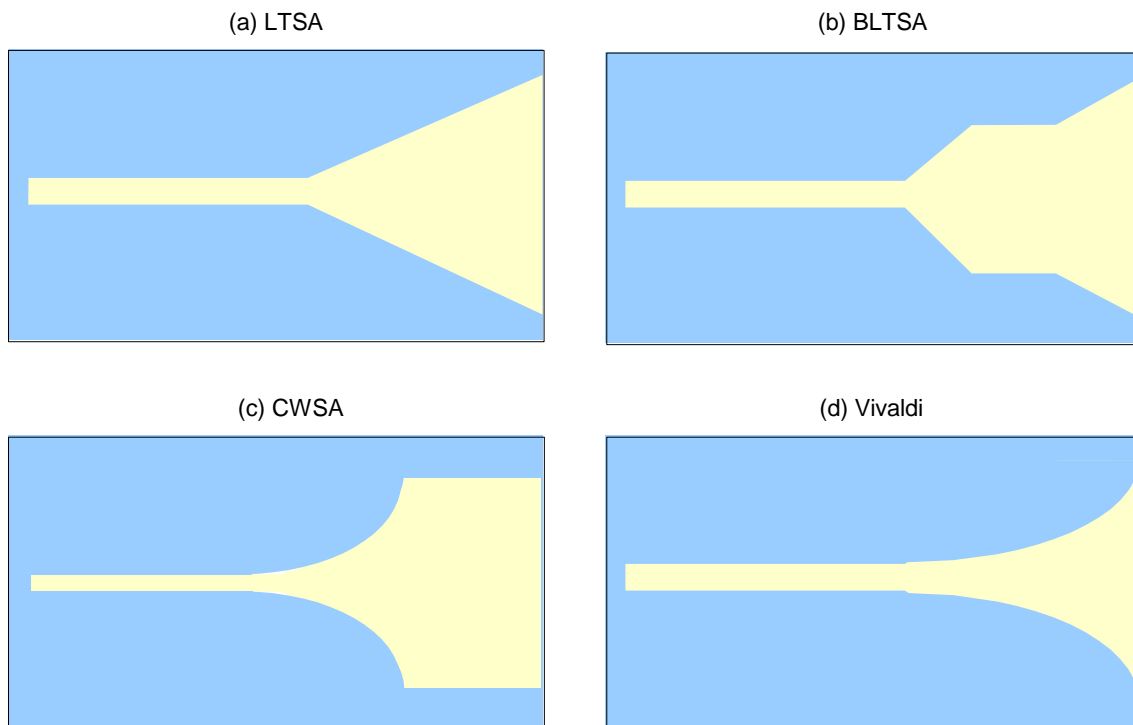


Illustration 1.8 : Profils d'antennes à transition progressive

- (a) linéaire (*Linearly TSA*) est la plus facile à réaliser. Ses deux paramètres sont la hauteur et la longueur d'ouverture. Elle présente pourtant un niveau de polarisation plus élevé, ce qui est contradictoire avec le projet de mise en réseau.
- (b) à ligne brisée (*Broken LTSA*), dépend d'un plus grand nombre de paramètres que l'antenne LTSA et permet de mieux contrôler le rayonnement, avec une polarisation croisée plus faible.
- (c) à profil exponentiel puis à largeur constante (*Constant-Width SA*) permet elle aussi de contrôler le rayonnement en modifiant ses paramètres.
- (d) Vivaldi ou ETSA, car d'un profil exponentiel ou elliptique, dont les caractéristiques dépendent des 3 paramètres que sont la longueur, la hauteur et l'ouverture. Cette antenne présente une faible polarisation croisée.

Le choix a été fait de travailler sur un profil d'antenne de type ETSA en vue de son intégration dans un réseau multicateur [GUI98].

#### I.3.4. Configuration des antennes

Nous évoquons dans la partie I.1 la nécessité de collecter de nombreuses mesures au-dessus du milieu sondé afin de produire des images de bonne résolution. Pour une représentation 2D de type B-scan, nous devons collecter des mesures à partir du déplacement des anten-



nes suivant un trajet linéaire. Avec un déplacement bidimensionnel parallèlement au sol, une image de type C-scan est obtenue. Nous décrivons donc ici les possibilités d'un système pour collecter des données sur une grille de mesure 1D ou 2D en fonction des besoins d'imagerie.

#### I.3.4.1. Configuration monostatique

Cette option paraît la plus simple et la plus économique, avec une seule antenne qui sert à la fois pour l'émission et la réception des champs électromagnétiques :

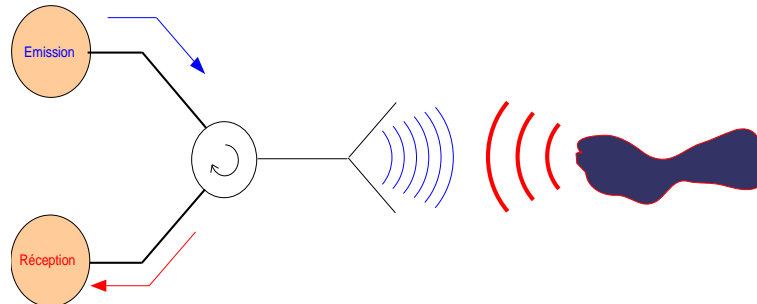


Illustration I.9 : Radar en configuration monostatique

Cependant plusieurs limites surviennent rapidement. La puissance diffère considérablement entre la voie d'émission (forte pour la pénétration des ondes dans le milieu) et celle de réception, dotée d'une grande sensibilité, nécessitant l'adoption d'un circulateur à forte isolation. Le déplacement mécanique de l'antenne doit être assuré par une table automatique et par conséquent interdit son usage dans des applications temps réel.

#### I.3.4.2. Configuration bistatique

Dans cette optique, chaque voie est conçue séparément. Ainsi, la voie d'émission peut intégrer une antenne à fort gain et délivrer une puissance élevée, celle de réception privilégie une antenne à rayonnement omnidirectionnel et une sensibilité maximale :

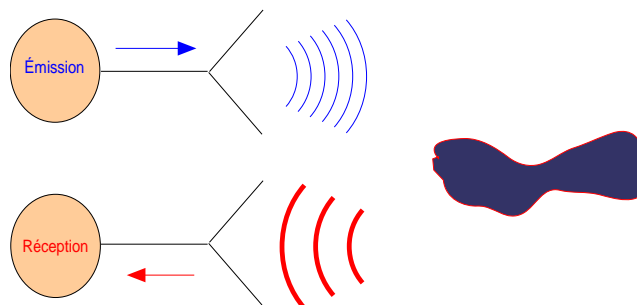


Illustration I.10 : Radar en configuration bistatique

Les antennes sont ensuite suffisamment espacées l'une de l'autre, écartement supérieur à  $\lambda_{max}/2$ , pour ne pas être considérées identiques – sinon la configuration est dénommée bistatique

faible. Leur déplacement est souvent assuré par l'embarquement du système sur une plateforme mobile (Ill. I.11). Intervient alors la notion de couplage qu'il convient de traiter, le problème de la mesure du positionnement et de la robustesse générale du système doivent aussi être considérés.

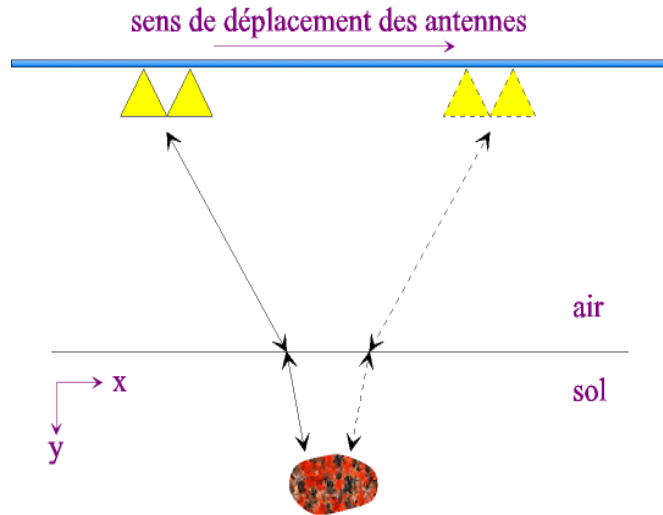


Illustration I.11 : Acquisition de données 2D pour un GPR bistatique

#### I.3.4.3. Configuration multistatique

Dans cette alternative, une ou plusieurs antennes sont utilisées pour l'émission, plusieurs autres antennes pour la réception, comme présenté sur l'illustration suivante :

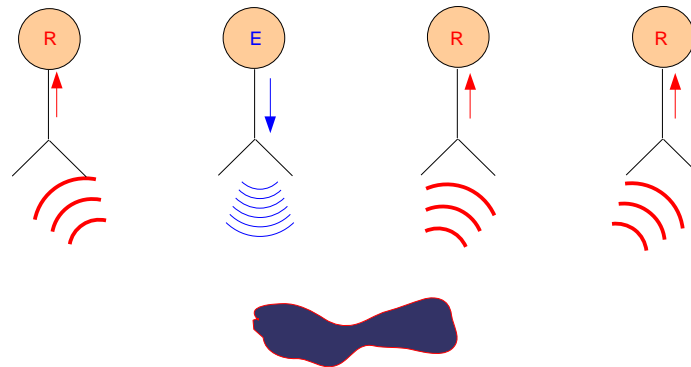


Illustration I.12 : Radar en configuration multistatique

Il s'agit dès lors d'une mise en réseau, le plus souvent linéaire, où les commutations sont réalisées électroniquement. L'avantage de cette architecture tient bien sûr dans la rapidité d'acquisition, en balayant successivement les éléments du réseau (Ill. I.13). La technique est onéreuse mais assure des résultats précis devant l'immobilité relative des capteurs du système. En effet, cette configuration est la seule possible dans des applications de contrôle de chaussées,

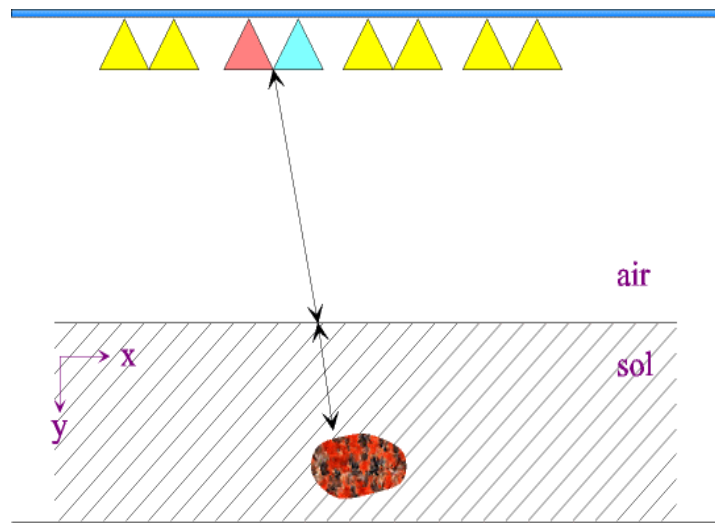


Illustration I.13 : Acquisition de données 2D par un radar multistatique

où le système est piloté à partir d'un véhicule en mouvement. En raison de la rapidité d'acquisition et de la précision inhérentes au réseau de capteurs, nous décidons donc d'opter pour ce type de configuration malgré un coût supérieur.

### I.3.5. Synthèse des objectifs

Nous avons décrit les orientations possibles pour concevoir un SPR au travers de la forme d'onde émise, du type de transducteurs utilisés et de leur mise en place. La résolution atteignable à l'aide des algorithmes d'imagerie est selon l'axe :

- longitudinal, assuré par le recours à un signal ultra large bande émis par sauts successifs en fréquence,
- transversal, rempli par l'utilisation d'un réseau d'antennes de type ETSA dont la polarisation croisée est faible.

La rapidité d'acquisition mais surtout la précision des mesures est obtenue par l'emploi d'un étage multiplexeur-démultiplexeur, qui sera décrit au chapitre II, et par une très grande stabilité mécanique de l'ensemble. Une fois doté de ce système, nous pouvons étudier les phénomènes physiques afférents à l'imagerie subsurface.

## I.4. Considérations intrinsèques aux SPR

Dès lors que nous étudions un système destiné à l'imagerie d'hétérogénéités dans un milieu, nous subissons deux contraintes majeures. La première tient dans l'importante

absorption d'énergie relative à la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu défavorable, une quantité non négligeable est aussi réfléchié dans le cas de l'imagerie non invasive. La seconde se situe dans la méconnaissance de la géométrie et des caractéristiques diélectriques du milieu investigué. À partir de ce constat, plusieurs axes de recherche permettent de travailler autour de ces contraintes afin d'obtenir des données plus précises : le couplage entre le milieu et les antennes, le traitement des informations parasites et l'étude des propriétés diélectriques des matériaux.

#### I.4.1. Champ proche, couplage lié au milieu

Même pour une méthode d'imagerie subsurface non invasive, la proximité des antennes avec le milieu conduit à l'étude d'un problème champ proche. Elles se comportent ainsi différemment des évaluations qui sont formulées en champ lointain, lors de la mesure des diagrammes de rayonnement. Dans [LES04], l'influence du sol sur deux antennes élémentaires est étudiée. Lorsque l'antenne est rapprochée du milieu, à partir d'une élévation de  $\lambda_0/5$  (longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale de l'impulsion émise), son impédance d'entrée diminue. Parallèlement, une série de mesures [SAR04] a mis en évidence la réduction de la bande passante d'antennes ETSA, réalisées au LEAT [DAU03], lorsque celles-ci sont en contact avec une surface. Finalement, d'autres caractères lié au couplage des antennes avec un milieu doivent être considérés [YAR05b] tel le couplage d'un sol, qui conduit l'antenne à se comporter comme si elle était chargée résistivement. Ainsi, l'ouverture du rayonnement diminue, ce qui conduit à une concentration d'énergie vers le sol, cette observation est d'ailleurs favorable. Par conséquent, le paramètre de l'élévation rentre directement en ligne de compte dans la conception et l'utilisation d'un système SPR. Ainsi, un algorithme qui prend en compte les antennes dans le calcul du champ diffracté est décrit dans [FRA02] pour un problème de tomographie microonde. Pour les SPR, la modélisation du champ incident par une onde plane est inappropriée. L'intégration d'un modèle rigoureux des diagrammes de rayonnement des antennes en couplage avec le sol a d'ailleurs permis d'améliorer significativement la qualité des images reconstruites dans les algorithmes [ALI02].

Pour un couplage aérien, lorsque les antennes sont placées à une hauteur de 100 à 500 mm par rapport au sol, il est à la fois possible de déplacer rapidement le ou les capteurs pour parcourir le milieu, mais aussi d'identifier la diffraction de l'interface air-sol pour la supprimer par traitement. Malgré cela, une forte quantité d'énergie est perdue par réflexion, ce qui amène parfois à considérer des antennes couplées au sol, assurant une meilleure pénétration pour une fréquence donnée. Si la plupart des systèmes d'imagerie subsurface optent pour la suppression par traitement du couplage occasionné, cela conduit parfois à des difficultés d'interprétation pour les images contenant des objets affleurants.

### I.4.2. Optimisation des données de mesure

Il est possible de raffiner de plusieurs façons les données brutes collectées à partir du système de mesure. Le couplage du milieu précédemment évoqué génère un écho de forte amplitude. Un évènement similaire est aussi observé dès lors que le système d'acquisition repose sur une configuration de type bistatique ou multistatique, le couplage inter-antennes produisant des impulsions indésirables. Ces réponses ne contiennent aucune information et doivent être ignorées, objectif qui peut être atteint à l'aide de deux méthodes. La première consiste à acquérir une mesure étalon en l'absence du sol, plus simplement en procédant à une acquisition vers le ciel. Ensuite, il convient de retirer à chacune des mesures suivantes la réponse obtenue « dans le vide » par le système pour s'affranchir du couplage. Une seconde possibilité tient dans la pondération par fenêtre temporelle sur une durée déterminée, liée à l'éloignement des antennes par rapport au milieu. Dans tous les cas, il est important de prendre en compte ce paramètre dans la conception du bloc antenne du système pour augmenter la dynamique de détection [CHA02]. L'énergie perdue (par réflexion sur l'interface ou absorbée dans le milieu de propagation) et la suppression du couplage nécessitent l'emploi de dispositifs avec un seuil de sensibilité très bas. Sans cela, la dynamique du système subirait une réduction drastique, conduisant à un signal trop bruité et donc des mesures sans valeur pour la construction d'images pertinentes.

D'autres erreurs commises par les systèmes RF sont corrigées dans [HIN89], comme la fuite des câbles, mais des études sont aussi conduites sur la réduction des échos liés au fouillage présent à la surface d'un sol quelconque [RAP03]. Ainsi, à l'aide d'une modélisation numérique FDTD à deux dimensions de la diffraction par une telle surface, il est possible d'augmenter les probabilités de détection de mines diélectriques enfouies. Par ailleurs, dans [ROB99], si des débris ou divers objets ne rentrent pas en ligne de compte dans le processus de détection, une méthode de déconvolution dans le domaine temporel est proposée pour ignorer les diffuseurs présents dans le champ d'étude du système. Dans une étude plus générale sur les différents systèmes adaptés à la détection de mines [KEM99], l'auteur insiste sur la nécessité de retirer autant que possible les informations non pertinentes et rémanentes – écho de sol, couplage, ... –, avant de suivre la chaîne algorithmique (détection d'objet, estimation et extraction de profil, formulation d'un modèle et classification de l'objet). De plus, si l'existence d'une bibliothèque de profils de mines peut sembler utile pour des tests, ce n'est par l'implémentation d'un algorithme avec possibilité d'apprentissage que la classification de ces cibles sera meilleure.

L'étude de la polarisation sur la qualité des données est publiée dans [MAD99] pour un problème de diffraction par un objet enfoui. Le cylindre diélectrique considéré induit des oscillations non périodiques de haute fréquence sur les distributions de courants. Un radar impulsionnel doté de deux antennes disposées perpendiculairement pour collecter deux polarisations linéaires est décrit dans [BRU98]. En plus de la suppression du couplage inter-

antennes et de l'effet du sol, la recombinaison des mesures est proposée afin d'améliorer les probabilités de détection d'une cible donnée à l'aide du critère du maximum de vraisemblance.

### I.4.3. Propriétés diélectriques des milieux

La détection microonde subsurface, transposée de la réflexion sismique utilisée en géophysique, repose sur l'emploi d'ondes électromagnétiques pour imager un milieu donné. Alors que la réponse sismique est fonction des propriétés acoustiques du sol, la réponse captée par un SPR est reliée aux propriétés électromagnétiques : la permittivité diélectrique ( $\epsilon$ ) et la perméabilité magnétique ( $\mu$ ). Dès lors que le champ électrique, appliqué à un milieu diélectrique, est fonction du temps, il apparaît un déphasage avec l'induction magnétique. La relation n'est plus applicable avec un  $\epsilon$  réel : une partie imaginaire est rajoutée à l'aide des pertes diélectriques, qui représentent l'absorption et la dispersion dans le milieu. Si la conductivité électrique est faible, c'est le cas de nombreux éléments géologiques, ces pertes peuvent être toutefois négligées devant la constante diélectrique. Concernant la perméabilité magnétique, ses effets sont négligeables sur les mesures de SPR, car la plupart des matériaux ont une permittivité magnétique relative  $\mu_r$  égale à 1. La constante diélectrique est donc le paramètre prépondérant, à la fois pour comprendre et interpréter les images issues des SPR, mais d'abord pour calculer la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques au sein des différentes couches ainsi que les coefficients de réflexion associés. Si ce terme est dépendant de la fréquence, sa valeur varie peu dans la bande utilisée en détection subsurface. Il faut donc disposer d'une bibliothèque contenant les constantes diélectriques brutes des matériaux pour former les modèles des différentes couches rencontrées [MAR01].

Dans [SAA98], l'étude des propriétés diélectriques de sols argileux et de type vase pour la bande [30 MHz–3 GHz] a permis de dégager quatre facteurs fondamentaux pour l'estimation de leur comportement. Pour chaque élément constitutif du matériau, la constante diélectrique joue évidemment un grand rôle, à laquelle il faut rajouter le volume et la géométrie de l'élément considéré, sans éluder les interactions électrochimiques qui se produisent entre deux éléments. L'eau est l'élément prépondérant, son comportement diffère lorsqu'elle est mélangée à un sédiment plutôt que seule. Ce sont d'ailleurs les couches humides supérieures qui contribuent principalement à la dispersion diélectrique, quand elle existe. Les conclusions de cette étude énoncent une variation logarithmique de la constante diélectrique en fonction de l'humidité qui traduit l'absorption croissant avec la fréquence, ainsi que l'influence de la compacité du sol pour l'estimation de la permittivité.

#### I.4.4. Synthèse

Les exigences des algorithmes d'imagerie tiennent à ce stade dans la mise à disposition de données contenant des informations pertinentes et affichant un bon rapport signal à bruit. Pour un problème de détection subsurface, ces mesures subissent tout d'abord un fort affaiblissement en raison de l'absorption d'énergie dans le milieu d'investigation. Cette absorption est fonction de la constante diélectrique du matériau, ou plutôt de celles des différents éléments qui le constituent, ainsi que d'autres facteurs comme sa géométrie. Une information *a priori* est donc nécessaire pour estimer la vitesse de propagation des ondes, étape obligatoire afin de procéder à la reconstruction de la permittivité d'une cible.

D'autres phénomènes doivent être intégrés dans la conception d'un système d'imagerie subsurface ou dans son utilisation *via* une phase de post-traitement. Le couplage sur les antennes induit par le sol peut être caractérisé, la réflexion propre à un couplage aérien retirée par expérimentation ou technique numérique. Pour un système multistatique, un autre effet de couplage perturbe les mesures et doit aussi être supprimé. Dans la mesure du possible, les capteurs devraient être le plus « transparent » possible vis-à-vis du système, il est donc souhaitable de prendre en compte leurs imperfections. Ces deux artéfacts, couplage du sol et couplage inter-antennes, sont alors corrigés par une procédure dite de calibrage, qui inclut souvent d'autres erreurs particulières comme les erreurs systématiques et, éventuellement, celles de dérive; procédure détaillée au chapitre III. Le filtrage de chaque mesure durant le balayage en fréquence est aussi envisageable selon le SPR à SF-CW employé et, pour une impulsion synthétique, il est possible enfin d'augmenter le rapport signal à bruit par fenêtre de pondération, présentée au chapitre II.

#### I.5. Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre les systèmes d'imagerie microonde utilisés pour la détection subsurface. Ils peuvent être conçus pour de nombreuses applications, mais souffrent tous de la nature opaque et atténuatrice du milieu investigué. Des algorithmes développés au LEAT permettent toutefois de reconstruire les profils de permittivité d'objets enfouis, à la condition de disposer d'une modélisation du problème direct et surtout de données les plus complètes et précises que possible sur le champ diffracté. Afin de répondre au problème global de l'imagerie, nous devons développer un système d'acquisition robuste de ces données. Les critères fixés en amont tiennent dans l'obtention de mesures multifréquence et multi-incidence afin d'améliorer la résolution, dans la précision et la dynamique de détection du dispositif pour accroître le rapport signal à bruit. Ces critères sont regroupés dans le tableau suivant (Tab. I.1) :

Augmenter le Permet pour	rapport signal à bruit	nombre de fréquences	nombre d' incidences
la convergence algorithmique	Stabilité de la solution	Réduction du nombre de solutions	
les images, l'amélioration de	Détection	Résolution longitudinale	Résolution transversale

Tableau I.1 : Enjeux sur les mesures pour la reconstruction d'objets

Ce cahier des charges a été étudié dans [GUI00], et nous décrivons le prototype du radar réalisé selon ses termes dans le chapitre suivant. L'optimisation du système sera réalisée ultérieurement, dans le chapitre III, par les études successives des phénomènes physiques que nous avons abordés dans cette partie.





## Chapitre II : Le Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques

### II.1. Introduction

Après avoir décrit les principaux systèmes d'imagerie microonde et dégagé les critères de conception d'un radar de détection subsurface, nous nous attachons à détailler la conception du Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques (SIMIS) développé au LEAT [GUI00].

Le principal objectif du cahier des charges est de fournir un dispositif pouvant acquérir des mesures sur une très large bande de fréquence. Cette faculté permet alors de concevoir une impulsion sur mesure, qualifiée de synthétique puisqu'elle est émise dans le domaine fréquentiel et calculée *a posteriori* par transformée de Fourier.

Un autre point est primordial dans la conception du SIMIS, celui de la variation d'incidence. En effet, la plupart des systèmes effectuent des acquisitions suivant un profil B-scan, multipliant d'autant les points de mesure lors d'un déplacement. Afin de ne pas pénaliser le protocole général d'acquisition, nous avons choisi d'opter pour un réseau multicapteur pour collecter successivement les mesures pour une position du scanner. Celles-ci sont réalisées au moyen de plusieurs antennes, pilotées par un multiplexeur construit à l'aide de commutateurs microondes. Cela nécessite la synchronisation de la source du système, un analyseur de réseau vectoriel pouvant opérer sur la bande [130 MHz–20 GHz], au moyen d'un ordinateur en fonction de l'aiguillage désiré pour l'étage microonde.

Enfin, une étude des performances théoriques du SIMIS sera menée, notamment en terme de dynamique de détection, critère important pour un SPR car il préfigure de sa capacité de pénétration dans un milieu donné.

### II.2. Modules constitutifs du SIMIS

Le SIMIS comporte plusieurs étages qui communiquent entre eux afin d'assurer l'interface entre l'utilisateur et le milieu soumis à une investigation électromagnétique. Ces modules sont présentés sur l'organigramme du système (III. II.1) :

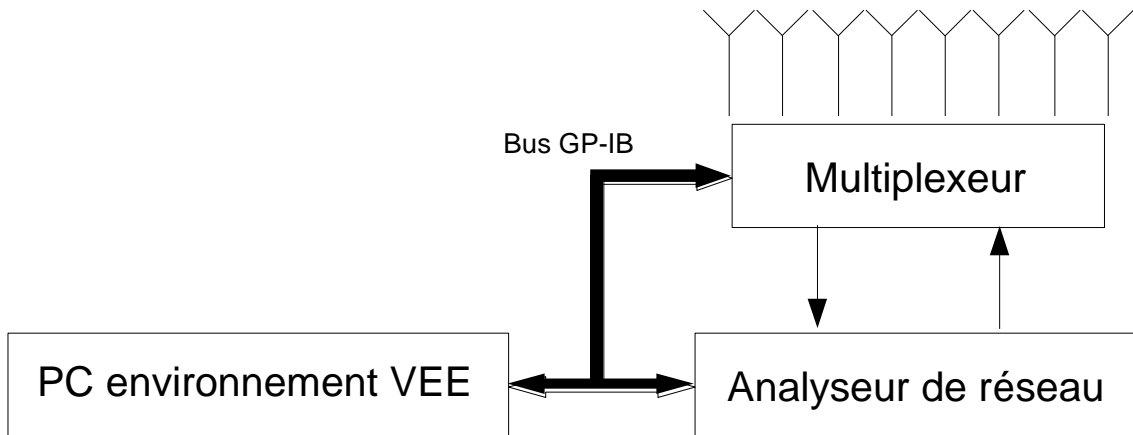


Illustration II.1 : Organigramme du SIMIS

## II.2.1. Antenne élémentaire ETSA

### II.2.1.1. Antenne ultra large bande

Les premiers travaux menés sur des antennes à large bande de fréquence ont abouti à des antennes de type Vivaldi [GIB74]. Leur conception présente une ligne à fente qui s'évase progressivement suivant un profil elliptique ou exponentiel. Avec un rayonnement dans le plan du substrat, cette antenne a une très bonne polarisation croisée. Les antennes déployées sur le réseau ne doivent pas entraver le caractère ultra large bande du système global. Ainsi un rapport d'ondes stationnaires (ROS) inférieur à 2 sur le spectre le plus large possible est le premier critère retenu pour leur développement. La base de leur géométrie s'articule autour de la catégorie des TSA, sigle anglais pour *Tapered Slot Antenna*.

Une architecture différente de celle de Gibson a été retenue, plus simple à réaliser, en métallisant les deux faces du substrat pour aboutir à la structure antipodale ci-dessous :

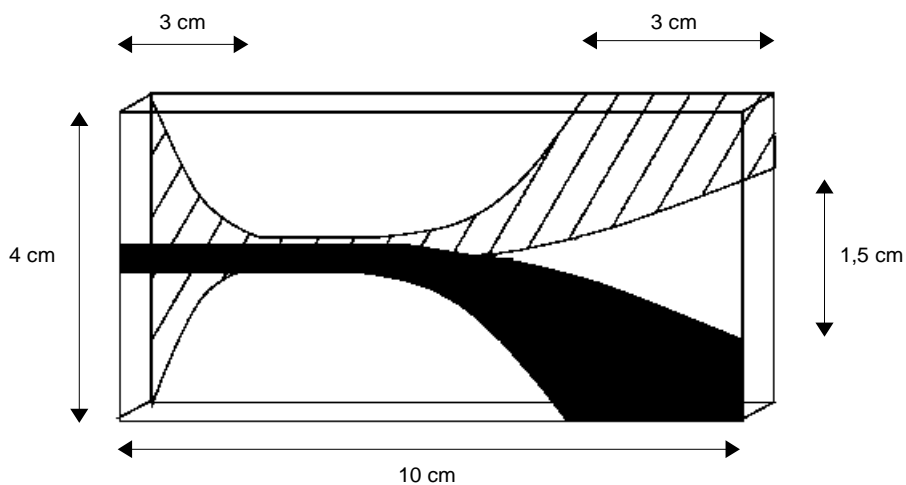


Illustration II.2 : Schéma de l'antenne à transition progressive antipodale

Nous trouvons sur la réalisation (III. II.2) une ligne microruban  $50 \Omega$  qui se prolonge par un évasement exponentiel, constituant ainsi la première moitié de l'antenne Vivaldi conventionnelle. Sur l'autre face, le plan de masse est d'abord effilé pour générer la ligne  $50 \Omega$  jumelle, puis évasé dans la direction opposée à celle de la face supérieure, reproduisant ainsi la forme de l'antenne Vivaldi (cf III. I.8(d), page 17). Un soin particulier a été apporté au rétrécissement graduel du plan de masse en amont des lignes jumelles afin de ne pas limiter le potentiel de l'antenne en terme d'adaptation d'impédance. L'adjonction d'un connecteur SMA permet d'alimenter l'élément rayonnant.

Les premières mesures relatives à cette antenne ont montré une adaptation pour un ROS inférieur à 2 sur une bande s'étendant de  $4,7 \text{ GHz}$  à plus de  $20 \text{ GHz}$ . Néanmoins, sur les diagrammes de rayonnement, les résultats obtenus pour la polarisation croisée sont moins bons que ceux escomptés. Cela est dû à l'angle entre le champ  $\vec{E}$  et le plan de l'antenne (cf III. II.2). Ainsi une nouvelle géométrie a été réalisée pour remédier à ce défaut (III. II.3). L'antenne est adaptée à partir de  $1,4 \text{ GHz}$  jusqu'à plus de  $20 \text{ GHz}$ .

Cette antenne est choisie comme capteur élémentaire pour le système. Nous présentons les courbes d'adaptation d'impédance des antennes réalisées sur un substrat Duroïd de permittivité  $\epsilon_r = 2,2$  (afin de limiter les pertes en hautes fréquences) sur la bande  $[2-18] \text{ GHz}$  (Fig. II.1 et II.2, antennes nommées A à H selon leur disposition III. III.6, page 61). Malgré tout le soin apporté à leur réalisation, les antennes montrent de légères variations sur la bande de fréquence considérée. Nous chercherons à tenir compte de ces déviations en proposant une méthode de calibration développée dans le chapitre III.

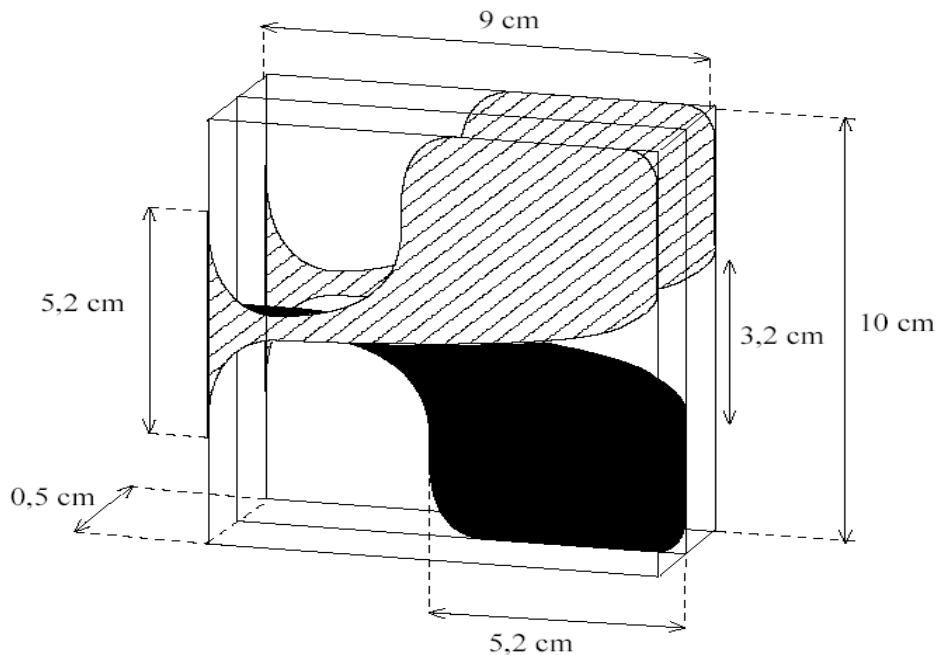


Illustration II.3 : ETSA antipodale symétrique

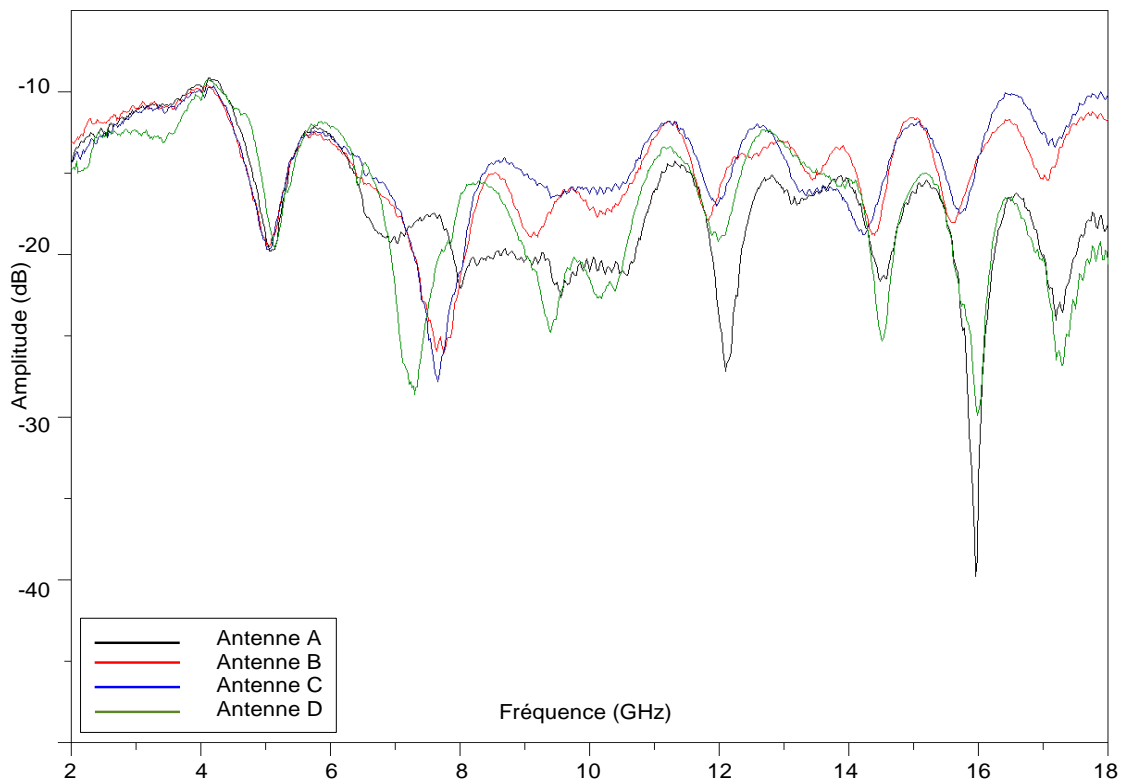


Figure II.1 : Adaptation des antennes du SIMIS : antennes A à D

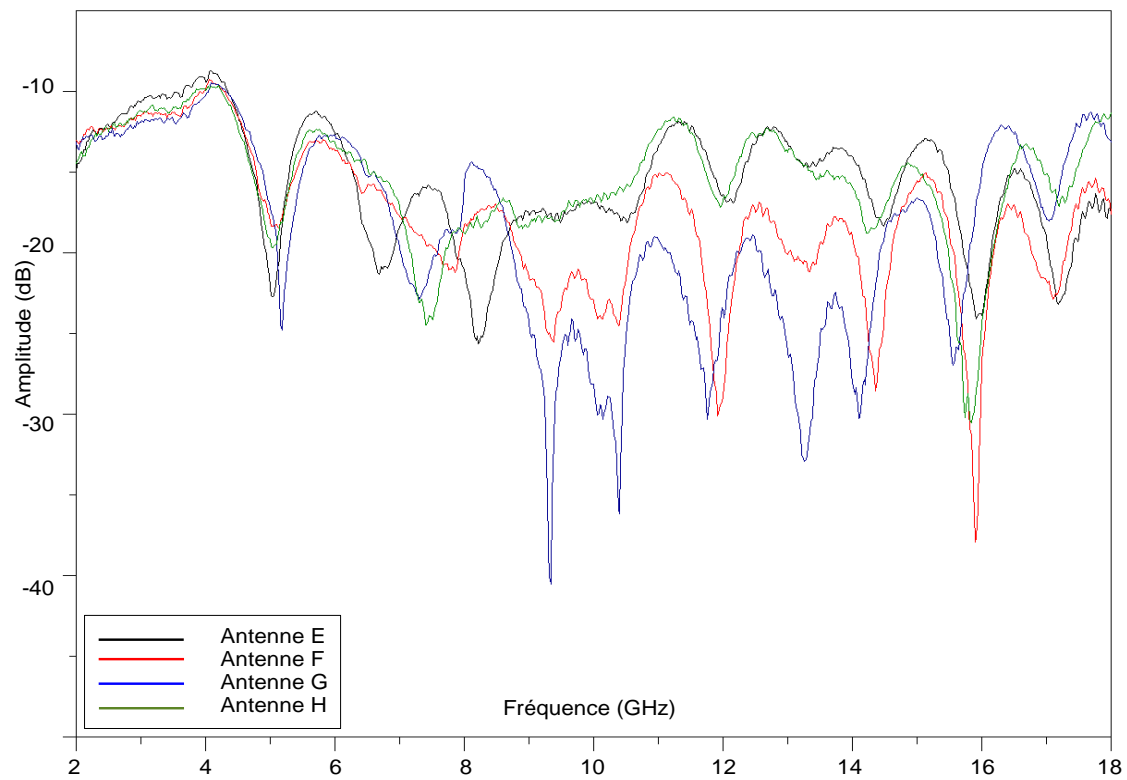


Figure II.2 : Adaptation des antennes du SIMIS : antennes E à H

### II.2.1.2. Diagrammes de rayonnement

Le rayonnement est mesuré sur la bande [2–18] GHz dans le repère suivant :

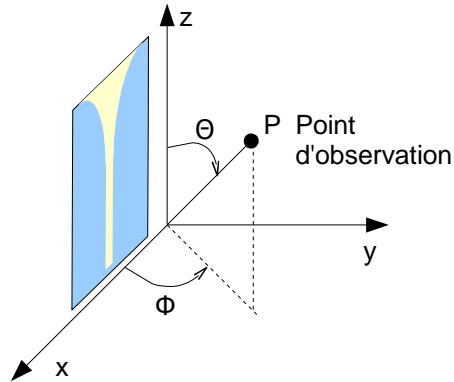


Illustration II.4 : Orientation de l'antenne

Lors de la mesure,  $\theta$  varie de  $-90$  à  $90^\circ$  pour chaque plan ( $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ ). Lorsque  $\phi = 0^\circ$ , avec le champ  $\vec{E}$  de la source (cornet étalon) colinéaire au champ  $\vec{E}$  de l'antenne sous test, c'est la polarisation principale  $E_{theta}$  qui est mesurée. Puis avec  $\phi = 90^\circ$ , les deux champs sont orthogonaux : mesure de la polarisation croisée  $E_{theta}$ . Dans un deuxième temps, la source est tournée de  $90^\circ$ , les deux champs électriques sont à nouveau colinéaires. En faisant varier l'angle  $\theta$ , la polarisation principale  $E_{phi}$  est relevée. Enfin avec  $\phi = 0^\circ$ , la dernière composante est mesurée – polarisation croisée  $E_{phi}$ . Les résultats sont proposés (Fig. II.3 à II.12). Nous voyons sur les figures II.3 à II.5 que l'antenne ETSA présente un comportement dipolaire en bas de la bande de fréquence, ce qui est un inconvénient en terme de couplage lors de la mise en réseau. C'est pour cela que nous proposerons une méthode numérique pour réduire le couplage dans le chapitre III. Enfin, pour les fréquences supérieures à 4 GHz, l'antenne devient plus directive.

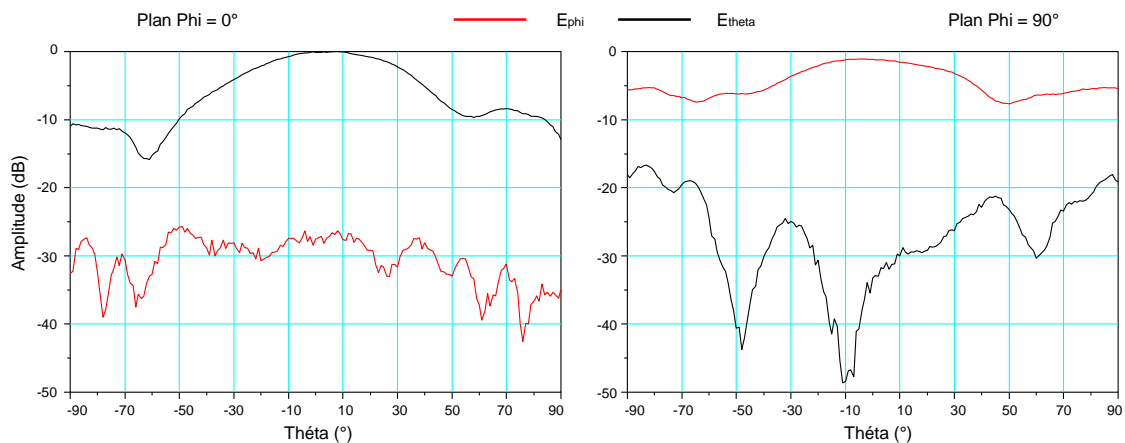


Figure II.3 : Diagrammes de rayonnement à 2 GHz

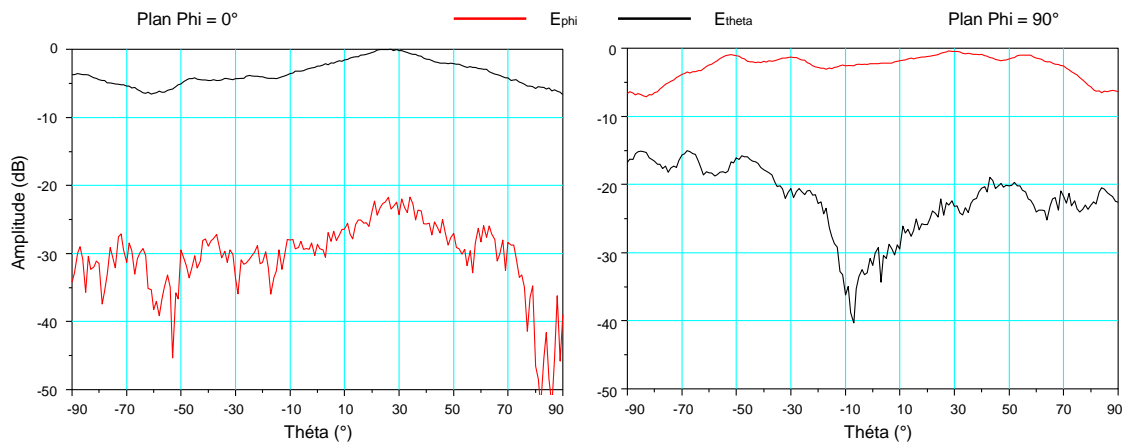


Figure II.4 : Diagrammes de rayonnement à 2,9 GHz

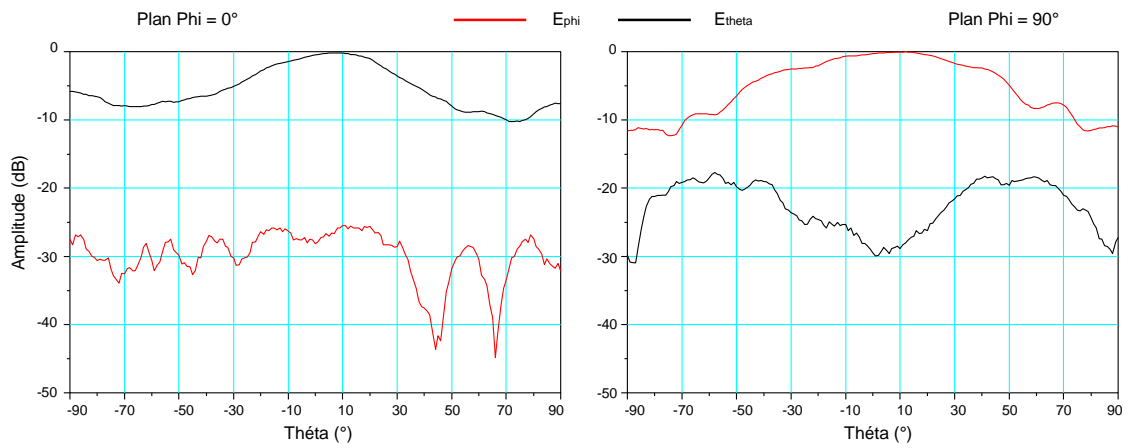


Figure II.5 : Diagrammes de rayonnement à 4 GHz

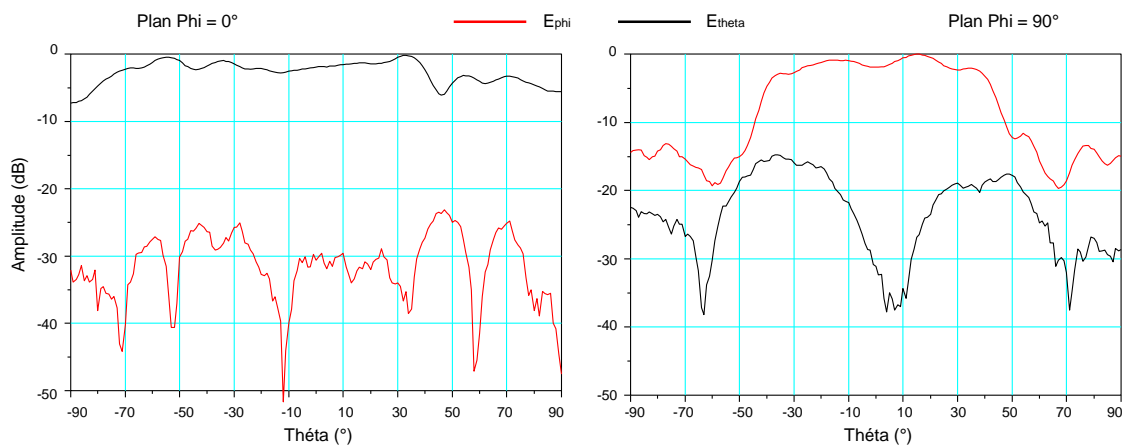


Figure II.6 : Diagrammes de rayonnement à 6 GHz

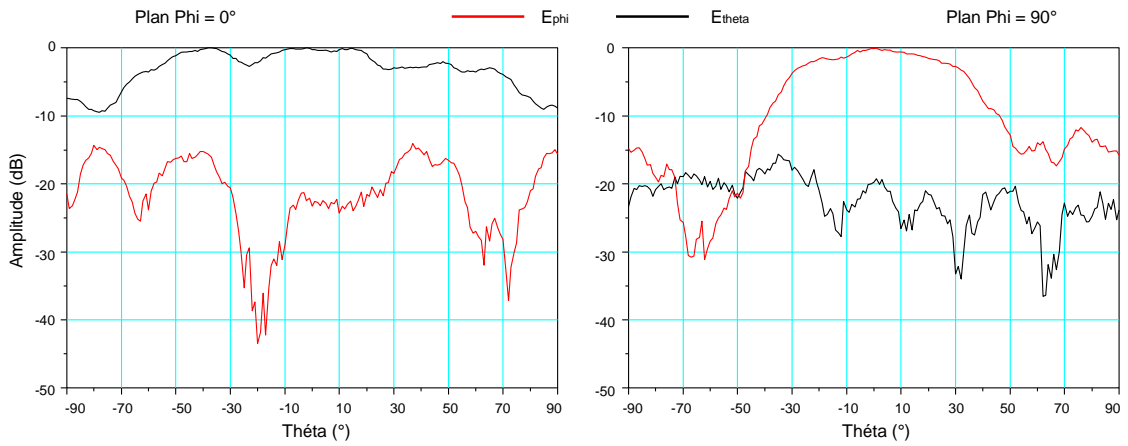


Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement à 8 GHz

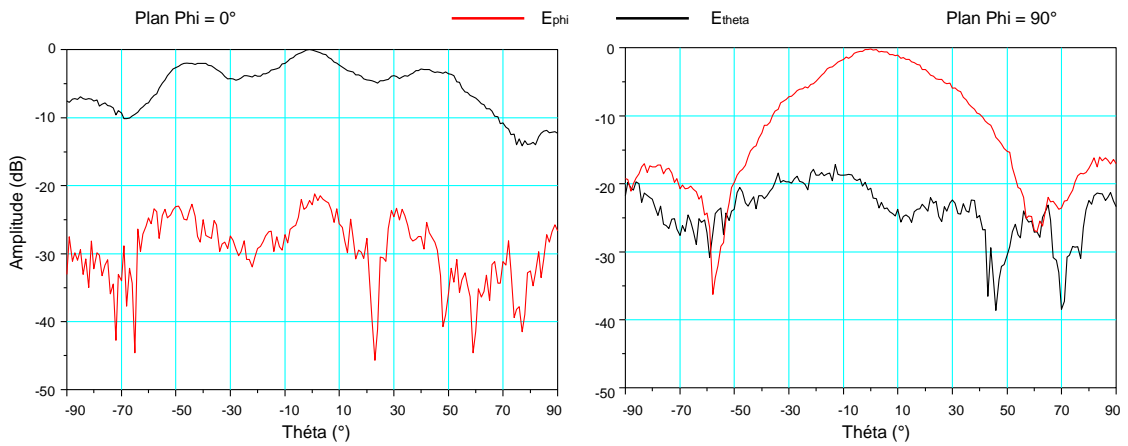


Figure II.8 : Diagrammes de rayonnement à 10 GHz

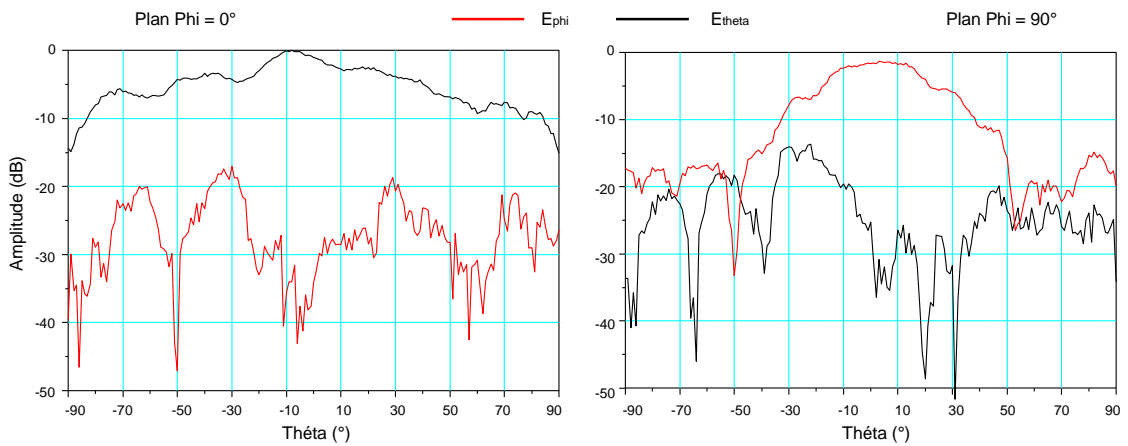


Figure II.9 : Diagrammes de rayonnement à 12 GHz



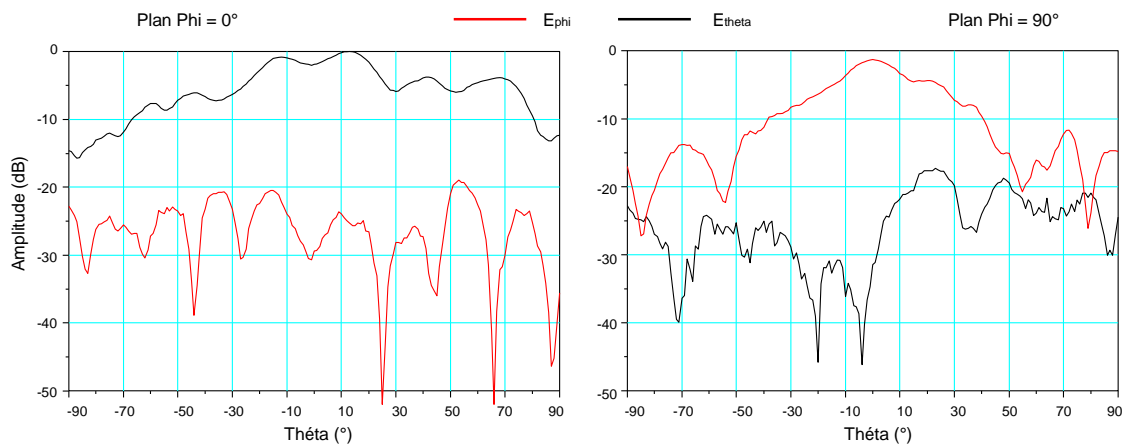


Figure II.10 : Diagrammes de rayonnement à 14 GHz

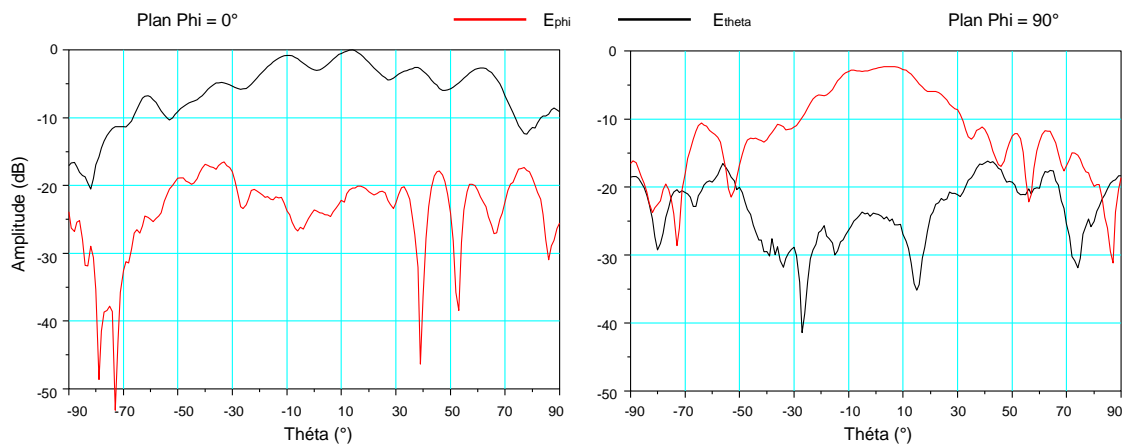


Figure II.11 : Diagrammes de rayonnement à 16 GHz

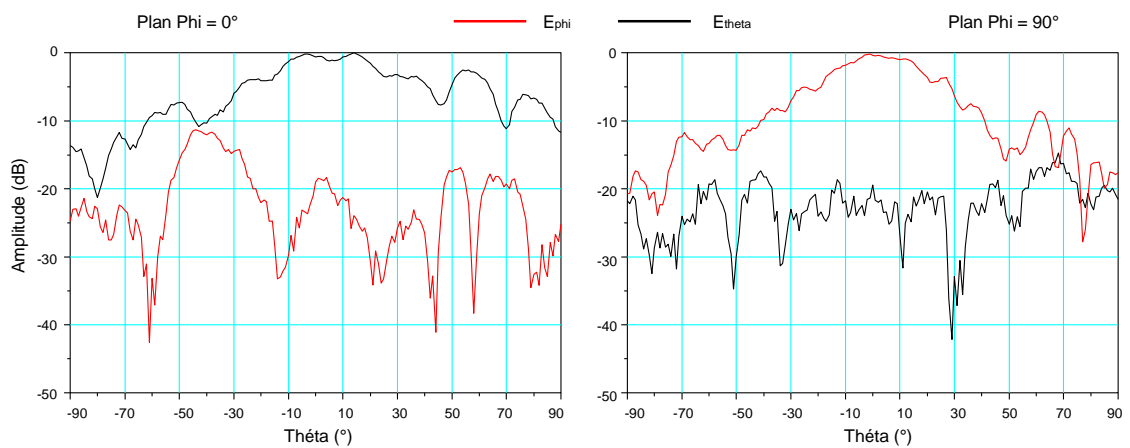


Figure II.12 : Diagrammes de rayonnement à 18 GHz

Il apparaît aussi que, sur toute la bande, l'antenne conserve une bonne polarisation croisée : inférieure à  $-20$  dB en moyenne sur une ouverture de  $60^\circ$ . Ce caractère est important dans le cadre d'une intégration en réseau. Le gain de l'antenne est aussi mesuré : moyen en basse fréquence, à cause du comportement dipolaire, il progresse aux hautes fréquences car l'antenne se comporte alors comme une Vivaldi. Les résultats sont indiqués ci-dessous :

Fréquence (GHz)	2	2,9	4	5	6	8	10	12	14	16	18
Gain (dB)	5,4	4,2	6,8	9	6,9	8,4	9,7	10,1	9,5	9,3	8,8

Tableau II.1 : Gain de l'antenne ETSA sur la bande [2–18] GHz

Enfin, le centre de phase est étudié : en comportement Vivaldi, il n'évolue pas avec la fréquence, l'antenne se montre alors peu dispersive.

### II.2.1.3. Intégration des antennes sur la ligne de mesure

Le nombre d'antennes sur la ligne de mesure est fixé à 8, en raison du choix technologique pour le multiplexage (paragraphe II.2.2. suivant) avec la possibilité de régler le pas inter-antennes grâce à des câbles souples. Leur disposition est illustrée :

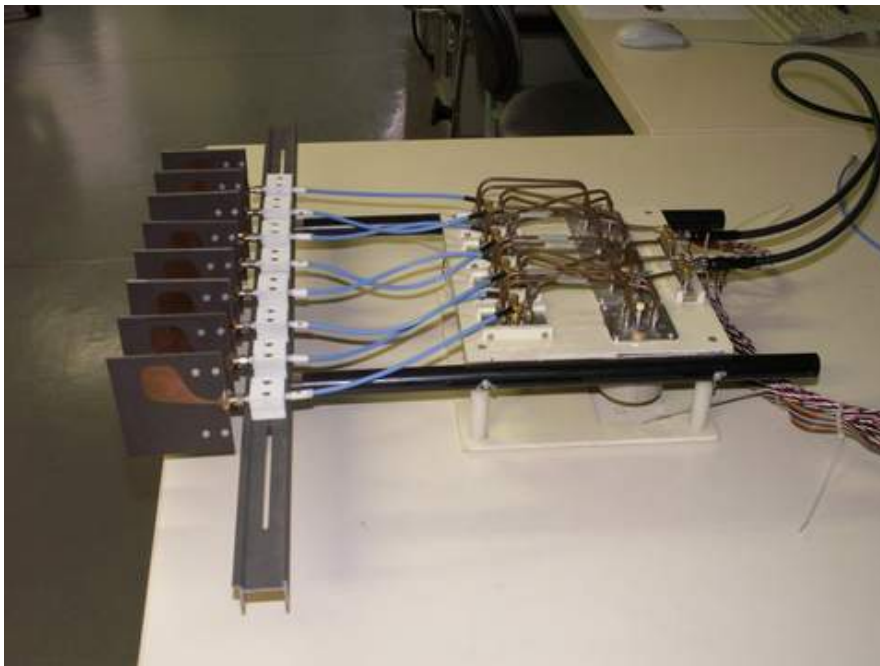


Illustration II.5 : Antennes ETSA sur la ligne de mesure

Nous pouvons faire varier le pas spatial de  $2$  cm à  $8$  cm ce qui entraîne une longueur de ligne de  $14$  cm à  $56$  cm respectivement dans cette première configuration du SIMIS.

## II.2.2. Multiplexage électromécanique

À partir du réseau de huit antennes, nous devons effectuer un multiplexage des voies vers la source RF du système d'imagerie qu'est l'analyseur vectoriel de réseau. Cet appareil permettant des acquisitions sur deux ports, c'est donc une conversion 8 vers 2 ou encore 4 vers 1 que nous devons réaliser.

Cet étage de commutation ne doit pas pénaliser le fonctionnement du système. Ainsi les pertes d'insertion, l'isolation entre les voies et l'adaptation d'impédance conditionne le choix des interrupteurs. Concernant le choix technologique, la commutation électronique (diode PIN) a été écartée en faveur d'interrupteurs électromécaniques. En effet, malgré leur taille et leur temps de commutation supérieur, ceux-ci demeurent efficaces sur une large bande de fréquences. Le schéma de l'étage de multiplexage / démultiplexage est représenté (III. II.6).

Un commutateur HP8762B (3 voies) est inséré derrière chaque antenne, offrant la possibilité de l'utiliser en émission ou en réception. Les voies d'émission de quatre antennes contigües sont reliées sur un commutateur HP87106B (5 voies), de même pour les voies de réception. Un premier multiplexage 4 vers 1 est réalisé, nous dupliquons ce procédé aux quatre autres antennes et disposons un autre commutateur HP8762B afin de ne conserver qu'une seule voie vers l'analyseur. Le dispositif global présente donc 10 commutateurs à 3 voies et 4 commutateurs 5 voies dont les caractéristiques sont détaillées en annexe B. L'ensemble des composants est relié par des câbles souples x85 pour le premier étage antennes-interrupteurs et des câbles semi-rigides RG402 pour le second étage interrupteurs-interrupteurs. Un pilote HP87130A est choisi pour superviser l'aiguillage des voies d'émission et de réception.

L'inconvénient de ce procédé réside dans le temps de commutation : en effet, la largeur minimale de l'impulsion de basculement est de 30 ms pour l'interrupteur le plus lent. Ainsi pour balayer les 64 configurations possibles, le temps nécessaire est d'environ 2 mn. Ce chiffre peut être un frein, par exemple, à l'embarquement du SIMIS à bord d'un véhicule roulant à faible allure sur une chaussée à examiner. Excepté cet inconvénient, ces interrupteurs électromécaniques satisfont à différents critères :

- pertes d'insertion faibles, de 0,074 dB pour les adaptateurs à 0,6 dB au maximum pour les HP87104;
- bande passante très large, du continu jusqu'à 18 GHz pour les HP8762;
- isolation minimale de 70 dB aux plus hautes fréquences, souvent au delà de 90 dB;
- rapport d'ondes stationnaires inférieur à 1,7 dans le cas le plus défavorable.

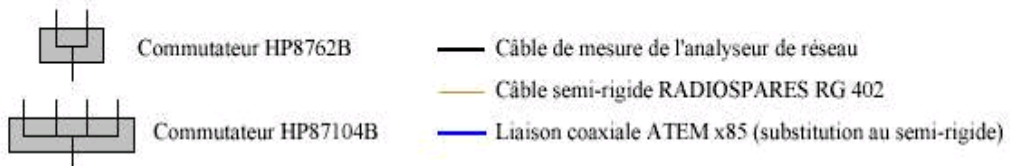
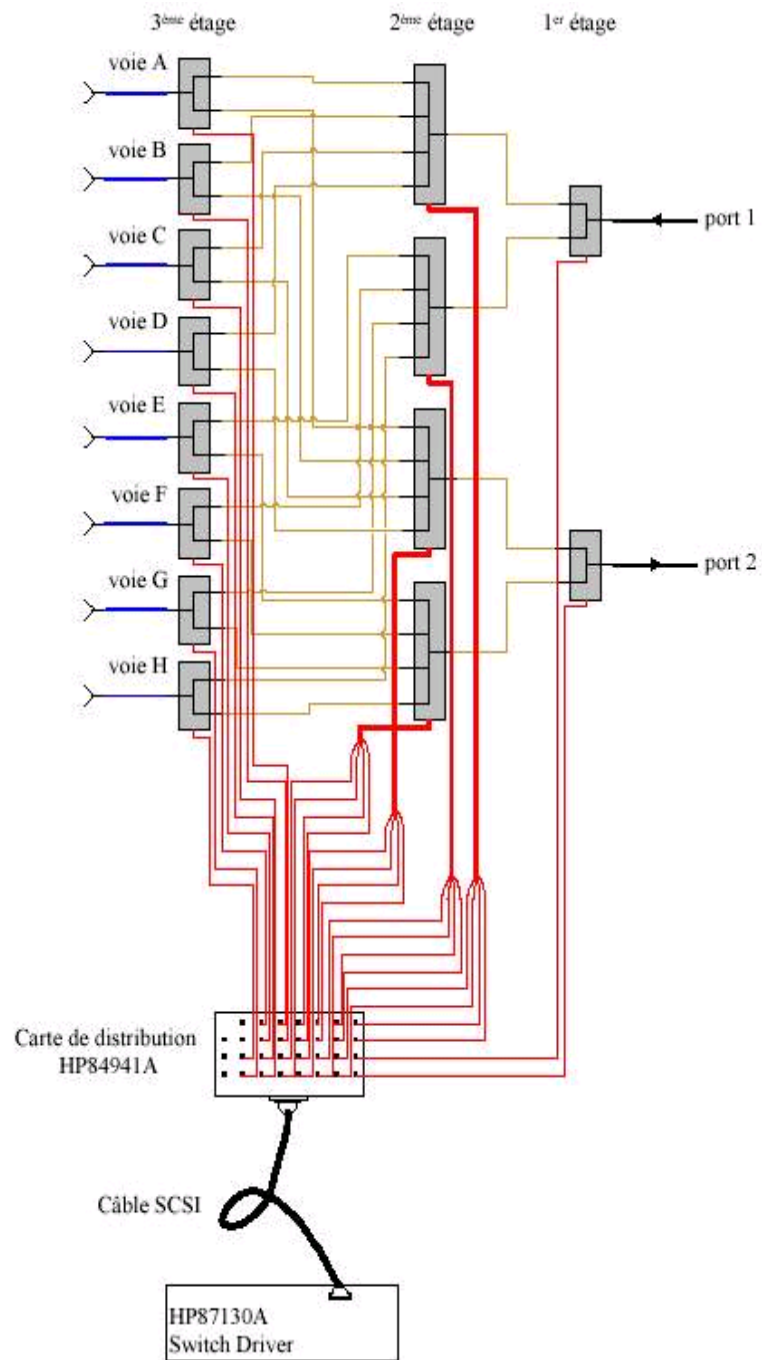


Illustration II.6 : Routage des voies par les interrupteurs électromécaniques

## II.2.3. Mesures à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel

### II.2.3.1. Généralités

Les analyseurs de réseau mesurent les caractéristiques de réflexion et de transmission d'un dispositif en lui appliquant un signal connu et en mesurant la réponse du système sous test [AGI90]. Le signal réfléchi ou transmis par celui-ci est ainsi comparé au signal incident, généré par une source RF balayant la bande de fréquence désirée. Ces signaux sont ensuite appliqués à un récepteur avant de procéder à leur post-traitement et à l'affichage. Un analyseur de réseau comporte donc une source, un dispositif de séparation de signal, un récepteur et un afficheur comme le montre le diagramme suivant :

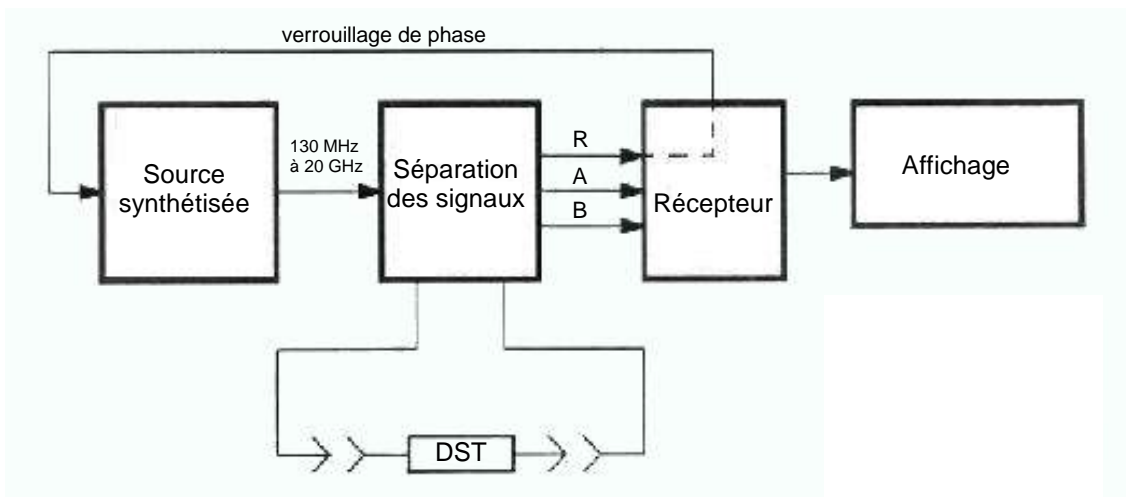


Illustration II.7 : Diagramme simplifié d'un analyseur de réseau

Le synthétiseur de l'analyseur génère une onde continue (mode *Continuous Wave*) ou balaie la bande de fréquence (mode *Sweep Frequency*) par sauts discrets – [1,3–20] GHz dans le cas d'un analyseur HP8720B, avec une résolution de 100 kHz. La puissance de sortie émise par la source est contrôlée par un circuit de nivellement automatique. Pour permettre des mesures de phase et assurer la précision en fréquence, l'analyseur utilise un oscillateur. Une partie du signal incident est alors transmise directement vers le récepteur, puis ramenée vers la source.

Le dispositif de séparation des signaux est constitué d'un diviseur de puissance, un commutateur de transfert et de deux coupleurs directionnels. Le diviseur de puissance dirige une partie du signal incident vers la voie d'échantillonnage R pour le référencement et le verrouillage de la phase énoncée précédemment. Le commutateur et les coupleurs permettent l'acquisition simultanée de mesures en transmission ou en réflexion, dans le sens direct ou inverse. Un atténuateur 55 dB délivre au dispositif sous test un signal avec un pas de 5 dB en puissance, sans affecter la voie de référence du signal incident. Le signal transmis ou réfléchi du

système mesuré est appliqué vers les voies d'échantillonnage A et/ou B, afin d'être comparé avec le signal présent en R.

Le récepteur comprend trois échantillonneurs identiques (dénommés R, A et B) qui convertissent les signaux à la fréquence intermédiaire (FI) de 4 kHz. Il s'agit de trois signaux complexes où le signal source est choisi comme référence des phases. Ils sont multiplexés vers un convertisseur analogique-numérique avant d'être dirigés vers l'unité d'affichage.

Un microprocesseur prend en charge le post-traitement des signaux. Il peut s'agir de corrections d'erreurs liées à une procédure de calibrage, d'un formatage des données selon le mode de représentation choisi ou de tout autre instruction demandée par l'utilisateur. Cette procédure de traitement des données est présentée dans le paragraphe suivant.

II.2.3.2. Traitement des données

Après avoir converti les signaux en données numériques, l'analyseur effectue le traitement des données selon des fonctions mathématiques. Tout au long du processus, les opérations à effectuer sont paramétrables sur le panneau frontal ou via le contrôleur GP-IB. De même, les données sont stockées au fur et à mesure dans différents registres tous accessibles par l'utilisateur. La chaîne de post-traitement des données est décrite dans le diagramme suivant :

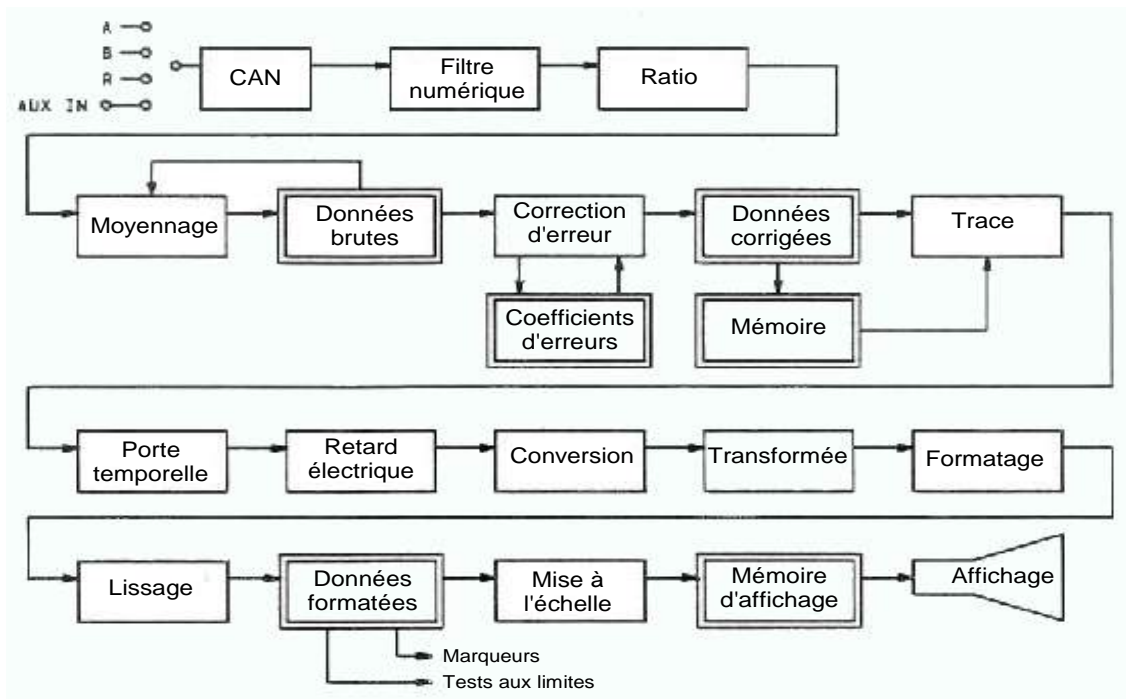


Illustration II.8 : Flux des données dans la chaîne de post-traitement

Remarque : si le diagramme ne présente qu'un seul canal, deux voies identiques sont disponibles. Dans notre étude, les canaux sont découplés, ainsi les opérations réalisées sur l'un sont différentes de celles réalisées sur l'autre.

A la sortie du CAN, un **filtre** numérique effectue la première opération : une TFD sur le signal en bande FI qui aboutit à la constitution de couples de nombres complexes (représentant le module et la phase). La forme du filtre est modifiable par le paramétrage de la FI, ce qui permet d'augmenter le rapport signal à bruit.

Pour la mesure d'un paramètre S, le calcul d'un **ratio** est nécessaire. À ce point de la chaîne, les données présentes sur R, A et B sont alors réparties sur les deux canaux.

Le **moyennage** sur plusieurs balayages est une autre technique pour réduire le bruit, en limitant l'influence des erreurs aléatoires.

Les tableaux de **données brutes** stockent les résultats des opérations précédentes. Tous les traitements antérieurs sont appliqués en temps réel par le processeur FI. Au delà il n'est plus nécessaire de maintenir une synchronisation avec le balayage, le processeur principal accomplit le reste des opérations. Dans le cadre d'un calibrage complet à 2 ports, les registres contiennent les mesures des paramètres S en vue de leur appliquer les corrections.

La **correction** d'erreur vectorielle est réalisée si une mesure de calibration est sélectionnée. Pouvant porter sur douze facteurs d'erreur, l'opération permet de réduire considérablement les erreurs systématiques liées au protocole de mesure. Les tableaux de coefficients d'erreur sont accessibles *via* le port GP-IB.

Les tableaux de données et de mémoires, associés à l'opération mathématique de **trace**, donnent à l'utilisateur le choix du signal à visualiser : la mesure, la mémoire, les deux simultanément, leur différence ou leur division complexe.

Le bloc **porte**, disponible dans le cas de signaux temporels, est une opération numérique qui consiste en l'application d'un filtre de forme passe-bande ou réjecteur afin de supprimer les réponses temporelles non désirées.

L'option de **retard électrique** implique l'ajout ou le retrait d'une composante de phase sur les données, qui permet de déplacer artificiellement le plan de référence des mesures.

L'opération de **transformée** accomplit une FFT pour convertir les données vers le domaine temporel. Il est possible d'appliquer un filtre fréquentiel pour fenêtrer le spectre (cf annexe A) avant de procéder à la transformée.

Le **formatage** et le **lissage** sont réalisés à partir des données complexes. Celles-ci sont alors recalculées sous forme scalaire en fonction du format de visualisation (transparent pour la représentation polaire ou l'abaque de Smith). Un moyennage de proche en proche est ensuite effectué afin de réduire les irrégularités de la trace à l'écran. Les autres opérations figurant sur le diagramme ont trait elles aussi à l'optimisation de l'affichage.

## II.2.4. Le logiciel VEE

Pour le logiciel de contrôle, nous avons choisi de rester dans la gamme de produits Agilent (anciennement Hewlett Packard), assurant ainsi une communication entre les différents appareils plus facile à établir. Le logiciel VEE, acronyme de *Visual Engineering Environnement*, présente aussi de nombreuses fonctionnalités qui ont entériné cette décision.

C'est un langage de programmation visuel qui supporte la gestion de tâches routinières dans le contrôle d'instruments et le traitement de mesures. De plus, il simplifie les développements dans l'optique de l'intégration d'un système, le debugging et la conception d'un programme structuré. Il montre son efficacité en automatisant l'échange d'informations avec des instruments et facilitant la création d'une interface utilisateur. La lisibilité du programme lui-même n'est pas en reste avec l'incorporation d'icônes ou d'objets identifiant les modules importants. Le résultat se décline sous la forme d'un diagramme en blocs, avec une traduction textuelle comme un langage conventionnel. Nous présentons à titre d'exemple le modèle d'architecture que suit le programme qui a été développé pour un scanner bistatique.

D'un point de vue expérimental, nous disposons de deux antennes de type ETSA décrites précédemment. Chacune d'elles est placée sur une ligne de mesure distincte, ces lignes sont deux à deux parallèles et dotées de graduations. Pour une expérience donnée, nous devons faire varier les positions des deux antennes, placer ou non l'objet dans le milieu sous investigation. Auparavant, il faut déterminer les conditions de l'étude : bande de fréquence, résolution en fréquence, puissance d'émission, etc. Le programme doit donc offrir le paramétrage de toutes les variables énoncées, permettre l'acquisition à distance et surtout collecter puis stocker les résultats en vue de leur post-traitement. Un autre volet de la procédure consiste en la vérification de la mesure actuelle, qui nécessite une fenêtre de visualisation. Toutes ces considérations mènent à l'élaboration d'un diagramme de fonctionnement :

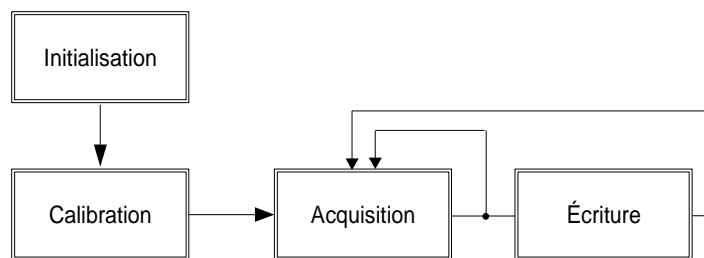


Illustration II.9 : Algorithme du scanner bistatique

L'exécution des trois modules principaux est réalisée distinctement, mais l'ordre indiqué est nécessaire. L'utilisateur doit donc suivre les étapes du diagramme en bloc afin de ne pas générer d'erreur dans sa séquence. Une grande partie de l'interface est dédiée au réglage des paramètres de la configuration, tous sont écrits *in fine* dans le fichier de mesures résultant. À la



fin de la séquence d'acquisition, la possibilité est donnée de reproduire une mesure qui n'aurait pas donné entière satisfaction, afin de sauvegarder des résultats précis. Le programme implémenté est présenté en annexe D.

### II.2.5. Assemblage du SIMIS

Nous présentons le système d'imagerie formé de ses sous-éléments (Ill. II.10). Chaque module occupe une place bien définie dans l'organigramme du radar, mais hormis l'analyseur de réseau il s'agit soit d'un bloc transducteur (antennes), soit d'un bloc transmetteur (multiplexeur). C'est l'analyseur vectoriel qui joue un rôle central puisqu'il est la source et le récepteur de l'impulsion synthétique, nous établissons les performances du radar à partir de son fonctionnement.



*Illustration II.10 : le Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques*

## II.3. Performances du SIMIS

Le système complet a été décrit, il convient désormais de le comparer à d'autres radars selon des critères comme la flexibilité d'une acquisition à l'autre, le prix inhérent aux composants choisis, le poids que doit supporter un éventuel support motorisé, la complexité

ressentie par un utilisateur non averti, etc... Il existe aussi des critères de performance, qui servent à déterminer si tel système est adapté à une application donnée : un radar de géophysique qui détecte les nappes d'eau souterraine ne convient pas à une application de détection de mines antipersonnelles.

De nombreux critères ont été pris en compte dans la phase de conception du SIMIS comme le poids ou encore la rapidité d'acquisition : peu contraignants pour des mesures en laboratoire, ils peuvent être critiques pour certaines applications sur site. S'agissant encore d'un système à l'état de prototype, nous nous intéressons dans cette partie aux critères suivants : portée maximale, résolution du système et dynamique de détection.

### II.3.1. Portée du radar

La portée du radar, ou plus précisément la portée non ambiguë, conditionne directement le domaine d'utilisation. Celle-ci peut varier de quelques dizaines de centimètres à plusieurs centaines de mètres, respectivement pour le contrôle de chaussée et la modélisation de strates rocheuses. Elle détermine donc la distance maximale à laquelle le système est capable de détecter une cible et devra être divisée par un facteur 2, toutes les mesures étant acquises en réflexion. La portée non ambiguë est définie par la formule suivante :

$$R_{un} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} \quad (II.1)$$

avec :

- $c$  : vitesse de propagation des ondes EM dans le vide;
- $\Delta f$  : échantillonnage fréquentiel retenu pour l'analyseur.

La portée du système est donc tributaire d'un bon échantillonnage en fréquence et augmente ainsi avec le nombre de points. L'analyseur de réseau permet un échantillonnage par pas de 100 kHz maximum, néanmoins, les valeurs retenues sont plutôt de l'ordre de quelques dizaines de mégahertz. Durant les campagnes de mesures présentées plus tard, nous choisirons une résolution  $\Delta f = 15 \text{ MHz}$ , ce qui permet d'aboutir à une portée non ambiguë  $R_{un} = 10 \text{ m}$  en appliquant la formule II.1.

Ce résultat est à mettre en regard avec les propriétés électriques des sols concernant la profondeur de pénétration. Les matériaux conducteurs atténuent les ondes EM se propageant dans une direction perpendiculaire à leur surface. L'amplitude des champs décroît selon l'atténuation du matériau, celle-ci est d'autant plus forte que la conductivité est élevée. La profondeur de pénétration est donnée par la formule ci-dessous [SHN87] :

$$P_p = \frac{1}{\omega} \left[ \frac{\mu_0 \epsilon'}{2} (\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (II.2)$$

avec :

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \quad (II.3)$$

où :

- $\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide, soit  $4\pi.10^{-7} (H.m^{-1})$
- $\sigma$  : conductivité du milieu considéré ( $\Omega^{-1}.m^{-1}$ )
- $\epsilon'$  : sa constante diélectrique

En considérant un milieu faiblement dispersif,  $\tan \delta \ll 1$ , il vient :

$$P_p = \frac{2}{\omega \tan \delta \sqrt{\mu_0 \epsilon'}} \quad (II.4)$$

Le tableau II.2 regroupe les propriétés électriques de permittivité et de conductivité des sols communément étudiés en SPR [AQA01, MAR01].

Matériau	Permittivité relative	Conductivité ( $\Omega.m^{-1}$ )
Air	1	0
Béton sec	6	$1,2.10^{-3}$
Béton humidifié	~11	$7,1.10^{-3}$
Bitume	2 – 6	$1,25.10^{-3}$
Eau douce	81	$10^{-4} - 3.10^{-2}$
Sable sec	4 – 6	$10^{-7} - 10^{-3}$
Sable saturé en eau	~30	$10^{-4} - 10^{-2}$

Tableau II.2 : Propriétés diélectriques de différents matériaux

L'eau douce est indiquée dans ce tableau non comme milieu d'investigation mais à titre indicatif. En effet selon la teneur en eau d'un milieu, naturel ou artificiel, celui-ci est plus ou moins permissif à l'égard des ondes électromagnétiques. Cela se traduit par une conductivité et une permittivité supérieure, donnant lieu à une faible profondeur de pénétration et une grande absorption. A titre d'exemple applicatif, nous considérons un milieu équivalent à du béton humidifié et, avec (II.4), calculons cette profondeur pour quelques fréquences :

Fréquence de travail (GHz)	2	8	18
Profondeur de pénétration (cm)	84	43	28

Tableau II.3 : Profondeur de pénétration dans le béton humidifié selon la fréquence utilisée

La résolution  $\Delta f = 15 \text{ MHz}$  qui abouti à une portée non ambiguë de  $10 \text{ m}$  est donc largement suffisante dans le cas d'une auscultation d'une structure en béton humidifié.

### II.3.2. Résolution

La qualité des systèmes de détection repose souvent sur ce paramètre, sorte d'étalon pour classer les SPR en fonction des cibles à détecter et localiser. Pour le système à impulsions synthétiques, la caractérisation se fait dans le domaine temporel. Ainsi, nous devons être capables de détecter des impulsions parmi d'autres de moindre importance qui peuvent être liées à des discontinuités du milieu ou même d'autres objets que la cible recherchée.

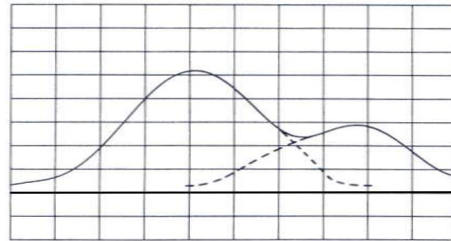


Figure II.13 : Contribution de 2 impulsions

La figure ci-dessus présente un signal (trait plein) qui contient en réalité deux impulsions voisines (comportement respectif en trait pointillé). Dans cet exemple, nous sommes capables d'isoler l'une ou l'autre de ces impulsions car l'espacement est significatif et les amplitudes sensiblement égales. En considérant deux impulsions de même amplitude, l'écartement nécessaire pour leur discrimination correspond à une demi-largeur – seuil à  $-6$  dB. De cette condition découle une formule, dont il est possible de calculer une approximation :

$$\Delta R_{refl} = \frac{c \cdot \delta_i}{2 \cdot B} \quad (II.5)$$

avec :

- $\Delta R_{refl}$  : résolution en réflexion;
- $B$  : bande passante fréquentielle utilisée pour la TFD;
- $\delta_i$  : coefficient d'élargissement de l'impulsion, lié au fenêtrage.

Avec une impulsion synthétique, nous générons une fenêtre de type porte dans le domaine fréquentiel ce qui induit un coefficient  $\delta_i$  de 1,2 dans (II.5). Il reste à déterminer la bande de fréquence du signal.

Les antennes sont correctement adaptées à partir de 2 GHz, c'est la borne minimale de la bande de fréquence. Les interrupteurs du multiplexeur permettent de travailler jusqu'à 18 GHz, ils imposent la borne maximale. Nous choisissons pourtant de limiter la bande d'étude en fréquence à l'intervalle [2–8] GHz au regard de la profondeur de pénétration (cf Tab. II.3). Cette limite convient d'autant plus que la résolution pour une telle bande passante est tout à fait satisfaisante : avec (II.5), nous obtenons 3 cm.

Il serait tentant d'élargir le spectre des fréquences émises pour atteindre une précision plus fine, mais cela revient à intégrer une bande de fréquence où le bruit peut être supérieur à la mesure, conduisant à une détérioration du rapport signal à bruit. Il est aussi important de remarquer qu'il s'agit de la résolution maximale que nous puissions atteindre.

### II.3.3. Dynamique de détection

Ce paramètre est extrêmement important pour les SPR, car il fournit un indicateur du potentiel de pénétration du système [HAM95]. En effet, une grande partie de la puissance émise par le radar est réfléchi par l'interface air-sol, hélas inhérent à ce type de méthode non invasive. Cet écho a une amplitude bien supérieure à celles des cibles et doit être supprimé par une technique expérimentale ou par traitement numérique, qui sera développé dans le chapitre suivant. La quantité d'énergie diffusée dans le milieu est faible devant la puissance émise. L'hétérogénéité du milieu et la présence de cibles multiples nécessitent d'avoir un système présentant une grande dynamique de détection. Il permet une investigation suivant la profondeur et il est possible d'isoler de faibles échos de cibles par rapport à d'autres réponses plus importantes.

La dynamique de détection du SIMIS dépend des performances de l'analyseur de réseau. Les caractéristiques de l'appareil indiquent une dynamique standard de  $70\text{ dB}$ , pour un plancher de bruit thermique situé à  $-115\text{ dBm}$  pour la bande  $[2-8]\text{ GHz}$ . Ces deux valeurs font apparaître un intervalle d'amélioration possible de  $45\text{ dB}$ , optimisation qui s'articule sur deux volets :

- le premier concède un compromis sur le temps d'acquisition, qui passe à  $1,39\text{ s}$ ,
- le second une détérioration de la résolution, qui est réévaluée à  $4,8\text{ cm}$ .

#### II.3.3.1. Rétrécissement du filtre à FI

Pour émettre une impulsion synthétique, l'analyseur de réseau émet théoriquement fréquence par fréquence sur la bande d'étude. Dans les faits cela est impossible – il n'existe pas de filtre infiniment sélectif. De plus, le temps nécessaire au parcours de tout le spectre émis serait trop important. Ainsi les fréquences sont émises par intervalle, fixé par la largeur d'un filtre à fréquence intermédiaire. Si la fonction pour parcourir le spectre est modifiable en choisissant une rampe, une courbe logarithmique ou une liste de valeurs privilégiées, la principale conséquence porte sur le temps de balayage sans être très significative : nous optons donc pour le cas général d'une rampe en fréquence. Par contre, si une réduction de la bande passante du filtre à FI se traduit par une augmentation de la durée du balayage, cela permet par ailleurs d'augmenter la dynamique de la mesure. Le tableau II.4 décrit les durées de balayage selon ce paramètre ainsi que le nombre de points.

Nombre de points	Bande passante à la fréquence intermédiaire			
	3 kHz	1 kHz	300 Hz	10 Hz
101	81,2	150	372	$1,03 \cdot 10^3$
201	128	269	709	$2,01 \cdot 10^3$
401	231	504	$1,39 \cdot 10^3$	$3,99 \cdot 10^3$
801	426	978	$2,74 \cdot 10^3$	$7,95 \cdot 10^3$

Tableau II.4 : Temps de balayage minimal exprimé en millisecondes

Avec les critères précédents (bande d'étude  $[2-8]$  GHz et résolution en fréquence 15 MHz), nous choisissons la ligne du tableau correspondant à 401 points de mesure. En acceptant une division par 10 de la bande passante du filtre, c'est-à-dire passer de 3 kHz à 300 Hz dans notre cas, une amélioration de la dynamique de détection de 10 dB est obtenue. Cela est dû à la puissance du bruit qui est réduite de ce même facteur. Ainsi, le temps de balayage passe de 231 ms à 1,39 s. Cette amélioration est retenue sans aller jusqu'à choisir le filtre le plus étroit possible, synonyme d'un temps d'acquisition prohibitif.

### II.3.3.2. Pondération des lobes secondaires

Le recours à l'impulsion synthétique fait apparaître plusieurs artéfacts qu'il est possible de réduire par traitement [HAY94]. Plus particulièrement, la transformée de Fourier d'un spectre sur une bande de fréquence bornée conduit à l'apparition de lobes secondaires sur le signal résultant. Pour augmenter la dynamique de détection, il faut réduire les amplitudes de ces lobes, cela est possible par l'emploi d'une autre fenêtre de pondération. En effet, nous utilisons par défaut une fenêtre rectangulaire, où chaque fréquence est affectée du même poids. Deux alternatives sont proposées avec les fenêtres de Hann et de Hamming. La première est relativement simple à implanter dans la chaîne de calcul (cf annexe A.1) et elle produit des résultats intéressants (Fig. II.14). La fenêtre rectangulaire n'exploite pas complètement la dynamique de l'appareil, 70 dB. Par contre, avec l'emploi de la fenêtre de Hann, nous pourrions même dépasser le seuil de sensibilité, -115 dBm. Le principal inconvénient de cette technique est la perte de résolution liée à l'élargissement de l'impulsion, d'un facteur 2,12 pour ce type de pondération.

Nous souhaitons toutefois conserver une résolution suffisante mais aussi pouvoir comparer, le cas échéant, la sortie de l'analyseur avec celle de la phase de post-traitement. Comme l'analyseur de réseau propose l'utilisation de la fenêtre de Hamming, nous nous intéressons à ses qualités (Fig. II.15). Avec une diminution de la résolution d'un facteur 1,92 et une valeur plancher de 90 dB, la dynamique de détection après traitement du système est améliorée de 20 dB. Si nous disposons d'une alternative avec la pondération par la fenêtre de Hann, nous implémentons celle de Hamming (cf annexe A.2) pour les critères déjà énoncés.

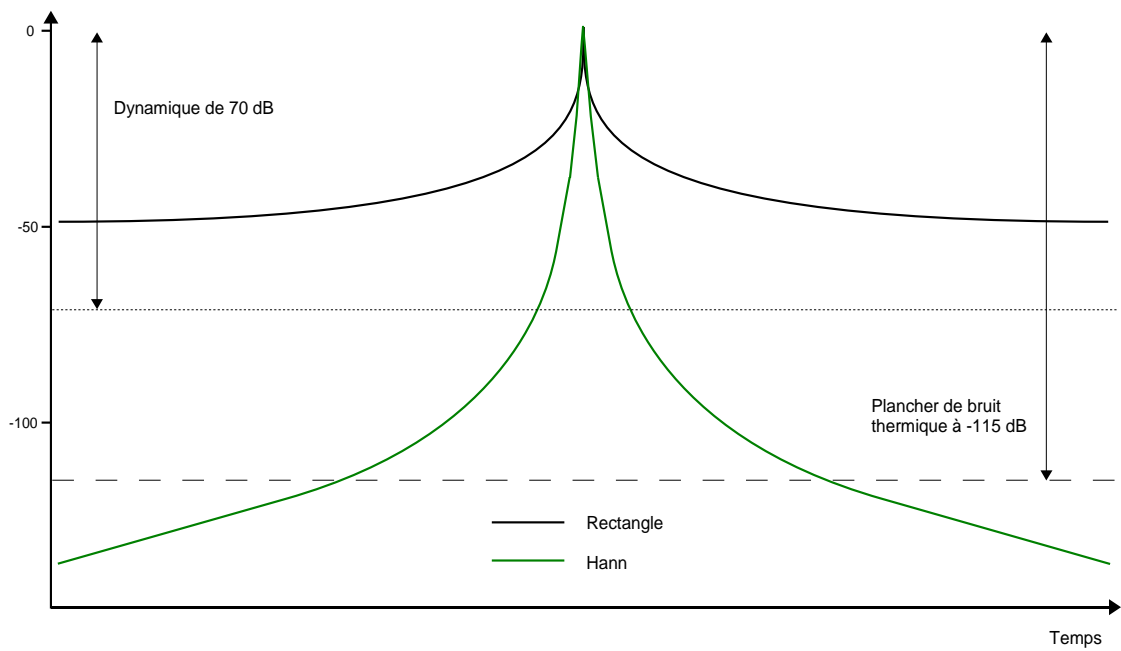


Figure II.14 : Amplitude des lobes secondaires pour deux types de fenêtrage

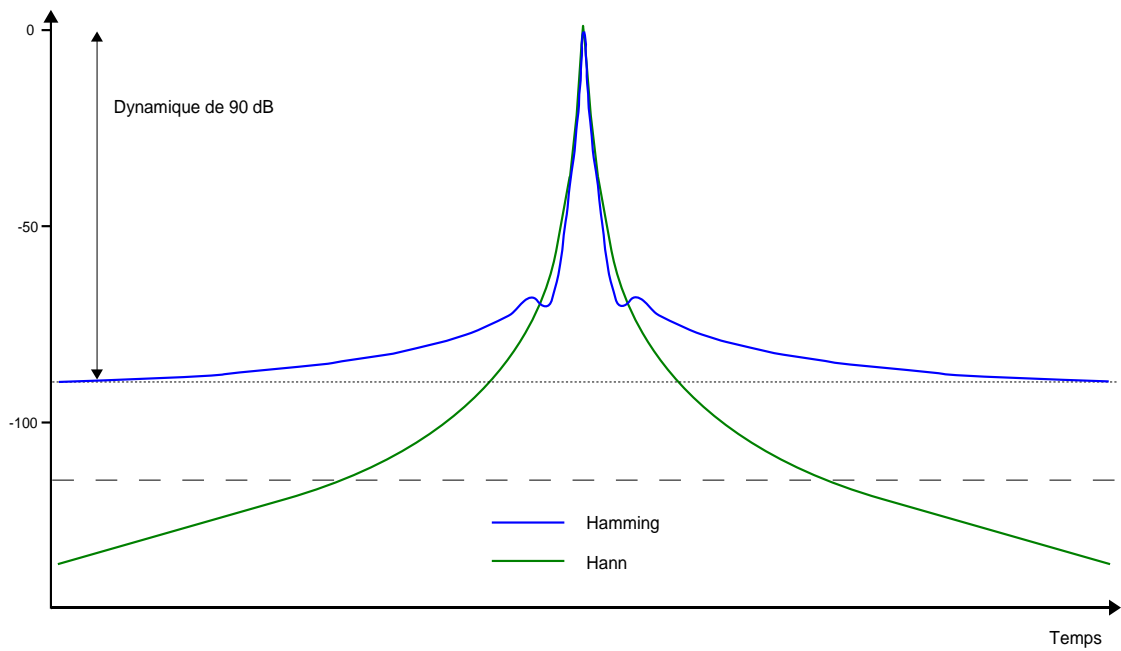


Figure II.15 : Pondération des lobes secondaires par fenêtrage de Hamming et Hann

### II.3.4. Isolation des voies

Une autre possibilité n'est pas décrite : il s'agit d'une technique de calibration particulière de l'analyseur qui vise à mieux séparer la voie d'émission de celle de réception en rajoutant une étape dite d'isolation. L'utilisateur doit placer différents types de charges et accumuler plusieurs mesures étalon avec au moins 32 moyennes sur chaque voie pour l'intégrer dans la séquence de calibrage. Plus coûteuse en temps, environ 3 mn avec 401 points de fréquence, elle se traduit par une amélioration de la dynamique de 10 dB. Cette durée est à mettre en regard avec l'allongement du temps d'acquisition par réduction du filtre à FI pour un même gain. Cette opération est donc à n'employer qu'en dernier recours.

## II.4. Conclusion

Dans le projet de concevoir un système d'imagerie microonde à impulsions synthétiques, nous avons adopté un cahier de charges ambitieux (cf Tab. I.1, page 25) quant à la bande de fréquence. L'utilisation d'une très large bande de fréquence est souhaitable pour obtenir une bonne résolution temporelle, elle permet aussi d'utiliser le système pour diverses applications en fonction de la profondeur de pénétration nécessaire.

De plus, l'élaboration d'un réseau d'antennes à la place d'un module bistatique émission/réception oriente le développement sur un étage multiplexeur réalisé avec des interrupteurs RF. L'environnement logiciel reste dans la continuité des choix technologiques, l'échange d'information s'établissant plus simplement dans le cas d'appareils issus du même fabricant. Après avoir optimisé l'antenne élémentaire en vue de son intégration en réseau, les blocs antenne et radar (cf Ill. I.4, page 11) sont fonctionnels.

Cela aboutit à une étude théorique des performances du radar développée en termes de portée, de résolution spatiale et de dynamique de détection. Si toutes ces valeurs se montrent en concordance avec nos exigences, nous savons néanmoins que la réalité de l'expérimentation sera tout autre. Par conséquent, nous cherchons d'abord à déterminer les défauts inhérents au système. La plupart de ceux-ci peuvent être corrigés grâce à une phase de calibrage, d'autres sont récurrents et s'inscrivent comme erreurs qu'il conviendra d'estimer.





## **Chapitre III : Calibrage du système et estimation des erreurs intrinsèques**

### **III.1. Introduction**

Le système d'imagerie microonde qui a été présenté au long du chapitre précédent montre des fonctionnalités intéressantes pour les applications SPR auxquelles nous le destinons. Il n'est toutefois pas exempt de nombreuses incertitudes expérimentales. La plupart sont connues car elles sont liées au système lui-même, à la qualité de ses composants. D'autres entrent en jeu lorsque les acquisitions se prolongent dans le temps ou diffèrent dans l'espace, sans compter le caractère aléatoire de l'environnement. Si les premières pourront être corrigées par des protocoles adéquats, les secondes seront estimées afin de tenir compte de leur influence.

Nous nous attachons dans une première partie à étudier de façon séquentielle les modules du SIMIS, afin qu'aucun ne présente de dysfonctionnement qui serait dommageable au système global. Comme la base du SIMIS repose sur l'analyseur de réseau vectoriel, c'est sur cet appareil que sont conduites les premières investigations. Son fonctionnement étant bien documenté, nous nous sommes intéressés aux différents types de calibrage possibles pour notre système : il s'agit de procéder à une série de mesures bien spécifiques, mesures qui permettront de prendre en compte les erreurs systématiques observées dans cet appareil RF. Nous descendons ensuite dans l'organigramme du SIMIS pour analyser la conception et l'influence du réseau d'interrupteurs. Enfin, nous revenons sur le comportement des antennes lors de leur mise en réseau.

Une fois le système complètement calibré, nous chercherons à connaître des influences beaucoup moins prédictibles comme celle de la température. Cela peut être celle des appareils eux-mêmes, dont la plage d'utilisation est indiquée par le fabricant, ou celle de l'environnement de la mesure. D'autres aspects un peu plus classiques comme le test de fuite ou le bruit de mesure sont également examinés.

Ce chapitre dédié aux erreurs observables dans les systèmes radars et SPR tâche donc de les décrire au mieux au travers des erreurs liées à la source RF, à la procédure des mesures et à leur environnement.

## III.2. Calibrage du SIMIS

Le calibrage d'un appareil se définit comme l'action d'utiliser des données de références pour obtenir un comportement fidèle durant d'autres acquisitions. Cette technique correspond tout à fait à celle de l'analyseur de réseau : une série plus ou moins longue de mesures en utilisant des charges étalon ou standards, en concordance avec les préconisations du fabricant et du type de câbles RF. À l'issue de cette séquence, nous intégrons ces données dans la chaîne de calcul de l'appareil (cf III. II.8, page 39) afin qu'il en tienne compte dans les mesures suivantes.

Les autres modules seront aussi calibrés. Le plan de référence de l'analyseur de réseau est choisi à la sortie du réseau d'interrupteurs multiports. Puis, chaque port recevant une antenne ETSA, nous tâchons de retrouver dans quelques acquisitions un comportement symétrique sur la ligne de mesure. Cette étude permet de négliger ou non l'influence des antennes dans les erreurs d'acquisition, et débouche sur une méthode de calibrage. Enfin dans le domaine temporel, nous achevons la phase de calibrage par le fenêtrage d'échos rémanents liés au couplage inter-antennes.

### III.2.1. Calibrage de l'analyseur de réseau

Nous connaissons la chaîne d'acquisition de l'analyseur de réseau. Sa complexité rend difficile l'étude composant par composant, c'est pour cela que nous présentons un schéma simplifié de son architecture en ajoutant les sources d'erreur sur ce type d'appareil :

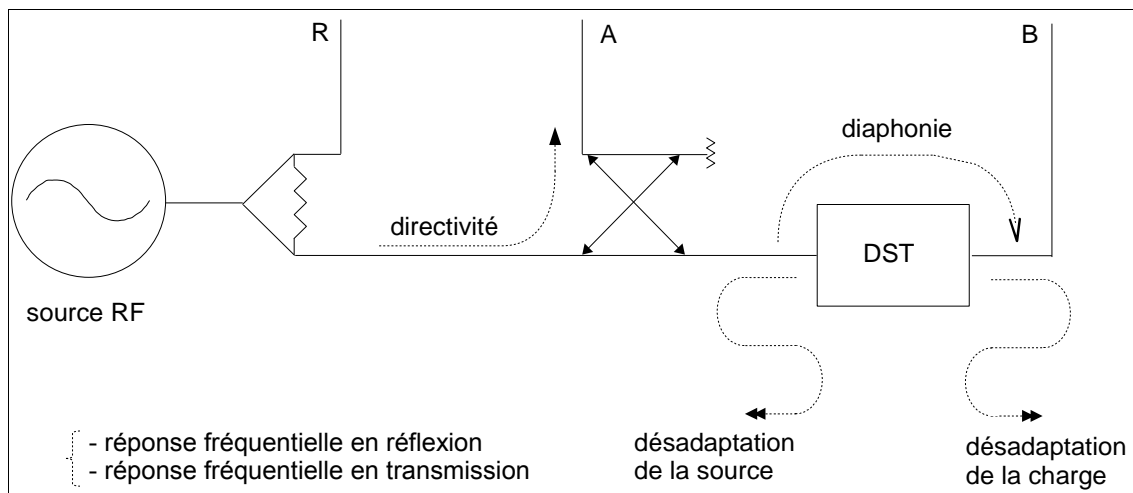


Illustration III.1 : Synoptique de l'analyseur vectoriel et des erreurs systématiques

Sur l'illustration sont présentées les erreurs dites systématiques : liées aux imperfections de l'appareil, elles sont supposées prédictibles et invariantes dans le temps.

La directivité du coupleur sert de facteur de mérite concernant sa capacité à séparer les signaux entrants et sortants. Elle est indépendante du dispositif sous test (DST) et pose précisément problème lorsque celui-ci présente une faible réflexion. La désadaptation du dispositif sous test provoque la réflexion d'un signal parasite vers la source, ce signal est ensuite re-réfléchi vers le coupleur A. Le cas d'une forte désadaptation d'impédance sur le plan de référence (un filtre par exemple) est problématique. La désadaptation de la charge se présente comme celle de la source, mais fait intervenir le port de sortie du DST et le port de sortie de l'analyseur. Le signal re-réfléchi par le DST vers la sortie est significatif si le dispositif ne l'atténue que très peu, comme un filtre passe-bande. La diaphonie ou le manque d'isolation entre le port de référence et les ports de mesure dépend aussi des caractéristiques du DST. Elle intervient dans les mesures en transmission et comporte les signaux de fuite dans les gammes RF mais aussi IF. Enfin, les réponses en fréquence, réflexion et transmission, sont les sommes vectorielles des variations en fonction de la fréquence enregistrées sur les coupleurs, les câbles, les adaptateurs et celles entre les voies de référence et de tests.

Le système radar SIMIS et l'interface associée donnent une grande liberté à l'opérateur dans le choix des acquisitions. Il lui est possible de collecter de manière manuelle les 8 mesures en réflexion pour chaque antenne ainsi que les 56 mesures en transmission disponibles grâce au réseau. Nous devons donc fournir les données de calibration pour chaque type de mesure. Néanmoins, une calibration n'est valide que pour un stimulus précis. Ce stimulus devra être défini une fois pour toutes au travers des paramètres suivants : bande de fréquence et nombre de points, puissance d'émission, mode, temps et type de balayage. Une fois établie, la calibration peut être sauvegardée dans un des registres mémoires de l'analyseur vectoriel ou mieux encore sur le disque dur de l'ordinateur, si elle devait être rappelée pour des mesures ultérieures. Les données échangées entre les appareils sont toutes au format *IEEE 64 bits* à virgule flottante pour un volume de 16 octets par point. Nous nous intéressons dans la suite à différentes possibilités de calibrage en terminant par la plus complète, dite *full 2-port*, qui est retenue afin de corriger les douze coefficients d'erreurs décrites sur la figure III.1 : six pour le sens direct et six pour le sens inverse.

#### III.2.1.1. Calibrage en réflexion

A partir du synoptique général, nous pouvons confronter le diagramme de fluence idéal avec celui réel relatif à une mesure en réflexion (Ill. III.2). Les grandeurs mentionnées sont :

- $S_{11A}$  : paramètre S11 actuel du dispositif à tester,
- $S_{11M}$  : paramètre S11 mesuré par l'analyseur,
- $E_D$  : erreur liée à la directivité,

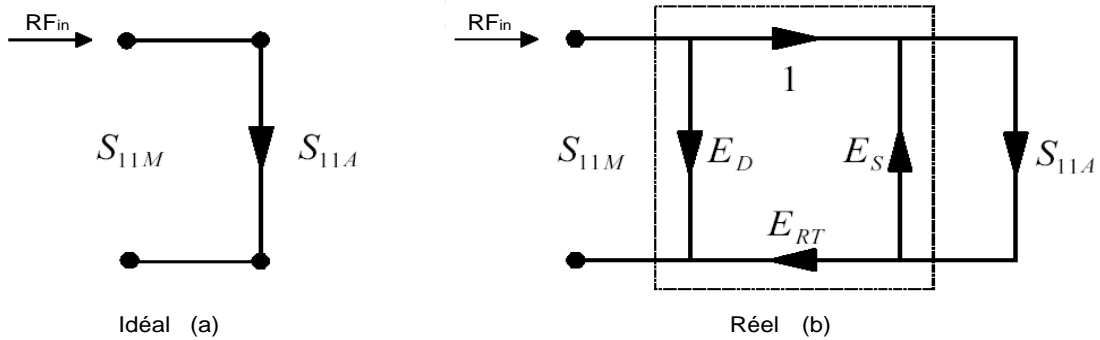


Illustration III.2 : Diagrammes de fluence en réflexion : cas idéal (a), cas réel (b)

- $E_{RT}$  : erreur liée à la réponse en fréquence,
- $E_S$  : erreur liée à la désadaptation de la source.

Dans le cas réel, l'incorporation des erreurs dans la chaîne d'acquisition amène à :

$$S_{11M} = E_D + \frac{E_S \cdot S_{11A}}{1 - E_{RT} \cdot S_{11A}} \quad (\text{III.1})$$

qui comporte trois inconnues  $E_D$ ,  $E_S$  et  $E_{RT}$ . La phase de calibrage sur un port repose sur des acquisitions à l'aide de charges connues en lieu et place du DST afin de résoudre ce système. Pour cela, une charge adaptée ( $S_{11A} = 0$ ), un court-circuit ( $S_{11A} = -1$ ) et un circuit ouvert ( $S_{11A} = 1$  à partir d'une certaine fréquence de coupure) sont utilisés. Cette calibration est enfin stockée dans la mémoire et permet la correction des données brutes dans la chaîne de calcul.

### III.2.1.2. Calibrage en transmission

Cette technique très simple ne corrige que la réponse en fréquence, sens direct ou inverse, en transmission. Elle consiste à relier les deux câbles entre eux par une transition SMA femelle-femelle et à procéder ensuite à une mesure unique. Nous pouvons exprimer cette étape avec l'équation des fonctions de transfert :

$$H_{cal} = H_{source} \cdot H_{cables} \cdot H_{detecteur} \quad (\text{III.2})$$

Après sauvegarde du résultat, le dispositif est mesuré à la place de la ligne :

$$H_{mesure} = H_{source} \cdot H_{cables} \cdot H_{DST} \cdot H_{detecteur} \quad (\text{III.3})$$

L'analyseur n'affiche par défaut que des données corrigées par la calibration, ainsi :

$$H_{affiché} = \frac{H_{mesure}}{H_{cal}} = H_{DST} \quad (\text{III.4})$$

Ce calibrage peut servir à étalonner rapidement notre radar par rapport à des profils de sol ou de cibles connus mais ne pourra être utilisé dans une phase d'acquisition normale.

### III.2.1.3. Calibrage "Full 2-port"

Dans le synoptique de l'analyseur, nous avons défini un sens de parcours qui usuellement est appelé le sens direct. L'appareil est néanmoins capable de procéder à la mesure inverse mais nécessite pour cela une calibration qui se déroule en trois sous-calibrations :

- calibrage de chacun des ports en réflexion (avec les trois charges standards),
- calibrage des deux ports en transmission (à l'aide d'une transition),
- calibrage en terme de diaphonie (cette phase est facultative, cf II.3.4.).

Cette technique s'appelle le calibrage complet à deux ports et, si elle beaucoup plus longue à mettre en place, corrige toutes les erreurs systématiques de l'analyseur vectoriel. Il existe toutefois chez les distributeurs des boîtiers électroniques qui prennent en charge tout le protocole et permettent d'alléger sa mise en place du point de vue de l'opérateur en s'interconnectant directement entre les ports. Le diagramme de fluence ci-dessous présente les erreurs que nous cherchons à corriger :

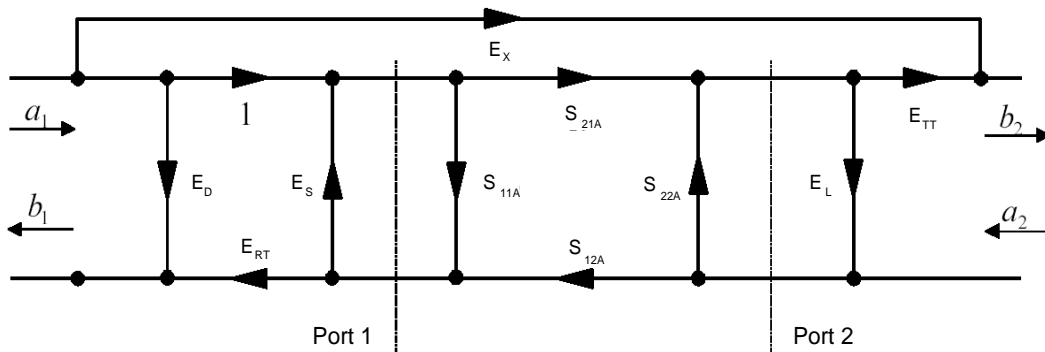


Illustration III.3 : Diagramme de fluence pour une mesure à 2 ports, sens direct

Avec les erreurs supplémentaires :

- $E_L$  : erreur liée à l'adaptation de la charge,
- $E_{TT}$  : erreur liée à la réponse en fréquence en transmission,
- $E_X$  : erreur liée à la diaphonie.

Aux 6 inconnues pour le sens direct présentées sur la figure, s'ajoutent 6 autres pour le sens inverse. Par analogie avec le calibrage sur un port, nous pouvons exprimer les  $S_{ijA}$  en fonction des inconnues. La mesure de plusieurs charges connues est donc nécessaire afin de retrouver les paramètres  $S$  réels du dispositif sous test. Toutes ces données sont stockées dans

un registre particulier de l'analyseur et, dans le cas du SIMIS, archivées dans des fichiers distincts sur le disque dur de l'ordinateur.

En plus des limites d'une calibration pour un stimulus prédéfini, il faut être particulièrement soigneux lors de la manipulation des charges standards. Nous utilisons en effet le kit Agilent 85052B qui contient des indications de serrage, un modèle équivalent capacitif pour le circuit ouvert ainsi que le retard électrique des charges appropriées.

Afin de faciliter la répétition de mesures, l'interface du SIMIS demande à l'utilisateur de calibrer l'analyseur en mode *full 2-port*. Le programme qui est développé à cette fin est présenté en annexe E. Si une telle calibration est déjà présente pour les paramètres souhaités, celle-ci peut être chargée dans les registres de l'analyseur vectoriel. Ensuite, il est laissé le choix de procéder à des mesures en mode manuel, en réflexion comme en transmission.

### III.2.2. Calibrage du réseau d'interrupteurs

Le module de multiplexage inséré entre l'analyseur vectoriel et les antennes a été décrit dans le chapitre précédent. Chaque élément répond aux spécificités du constructeur, l'ensemble montre une bonne stabilité mécanique. En raison de l'absence de technique de calibrage appropriée pour ce type de module, nous procédons à quelques tests pour le caractériser.

#### III.2.2.1. Utilisation de l'étage multiplexeur

Il est possible que survienne parfois une erreur d'adressage en provenance de l'appareil pilote HP87130. L'acquisition est alors stoppée, le processus doit être réinitialisé. Une autre erreur est observée : en utilisant une charge adaptée, nous ne retrouvons pas exactement les mêmes résultats sur l'un ou l'autre des 8 ports. Plutôt que de caractériser cette erreur et d'en tenir compte par traitement, nous choisissons de l'inclure dans la phase de calibrage de l'analyseur vectoriel. Ainsi une calibration n'est complète que lorsque toutes les combinaisons possibles entre les ports sont parcourues, augmentant drastiquement le nombre de calibrages à 28 (nombre de combinaisons en  $S_{21}$  divisé par deux). Deux raisons viennent étayer ce choix. La première consiste à retenir qu'un opérateur averti aura besoin d'une heure environ pour les accomplir toutes, notamment grâce la réduction du temps de chaque calibration en omettant la phase d'isolation (cf II.3.4.), et que celle-ci est définie pour un stimulus et non une configuration de mesure, permettant de multiples acquisitions selon la cible ou la distance. En choisissant judicieusement les paramètres en fonction de nos besoins, nous pouvons très bien nous contenter d'une ou deux calibrations, puis de charger la plus adéquate selon l'application. La seconde motivation repose sur la prise en compte, dans cette étape, des erreurs systématiques liées aux interrupteurs comme les pertes d'insertion.

### III.2.2.2. Bilan des pertes d'insertion avant calibrage

À l'aide des spécifications, nous cumulons les pertes d'insertion de chaque élément inclus dans notre système. Le récapitulatif est présenté sur la bande d'étude bande [2–8] GHz :

Fréquence (GHz)	2	2,9	4	5	6	8
Pertes d'insertion (dB)	4	4,28	4,59	4,84	5,12	5,75

Tableau III.1 : Pertes d'insertion du SIMIS sur la bande [2–8] GHz

Dans la continuité de la phase de calibrage de l'analyseur de réseau, nous incluons ces pertes dans les tableaux de coefficients d'erreurs. Si les valeurs sont constantes en module entre chacun des trajets possibles, le terme de phase est lui légèrement variable et impose le calibrage sur toutes les configurations possibles comme indiqué précédemment.

### III.2.3. Calibrage du réseau d'antennes

Nous nous intéressons au calibrage des antennes. En effet, dans les algorithmes de reconstruction, nous considérons que les antennes sont identiques. Cette hypothèse ne se vérifie pas en pratique car nous savons que malgré tout le soin apporté à la réalisation, les antennes n'ont pas des caractéristiques identiques. Cela peut se traduire à la fois par une bande d'adaptation réduite en raison de la jonction connecteur-métallisation ou encore par un diagramme de rayonnement dégradé par la déformation d'une des deux faces de l'antenne, la mauvaise répartition de la colle sur la surface lors de la fabrication.

Un autre paramètre important est le diagramme de rayonnement, plus précisément l'évolution de celui-ci en fonction de la proximité du sol. Ainsi à l'IRCTR de Delft, les diagrammes d'antennes, en espace libre ou en présence d'un sol, ont été étudiés [LES04]. En incorporant ces modèles dans notre chaîne de calibrage, nous pourrions appliquer une correction sur les mesures obtenues.

Enfin, quelle que soit la configuration de la mesure, nous savons que le comportement dipolaire de l'antenne induira un couplage fort sur le module émission-réception sélectionné. Présent notamment sur la partie basse de la bande de fréquence, nous sommes néanmoins capables de le supprimer par traitement. Cela consiste en une première mesure étalon, typiquement avec les antennes orientées vers le ciel, où seul le couplage propre au système est alors mesuré. Ensuite, la soustraction vectorielle de la mesure étalon sur chacune des acquisitions ultérieures permet de supprimer le couplage. Nous étudierons ici les aspects du calibrage liés aux antennes.



### III.2.3.1. Correction vis-à-vis de la fabrication

Nous cherchons donc à caractériser les antennes par rapport à une antenne étalon, dont les caractéristiques seront incorporées dans les codes d'imagerie [SQA00].

Comme nous procédons à des reconstructions à partir du champ diffracté, qui s'obtient par mesure dite différentielle, nous proposons une méthode basée sur la détermination de coefficients multiplicatifs à appliquer sur le champ diffracté. Cela corrige simultanément les deux mesures obtenues avec et sans objet. Nous considérons pour cela l'énergie incidente rayonnée par une antenne en présence d'un milieu semi-infini :

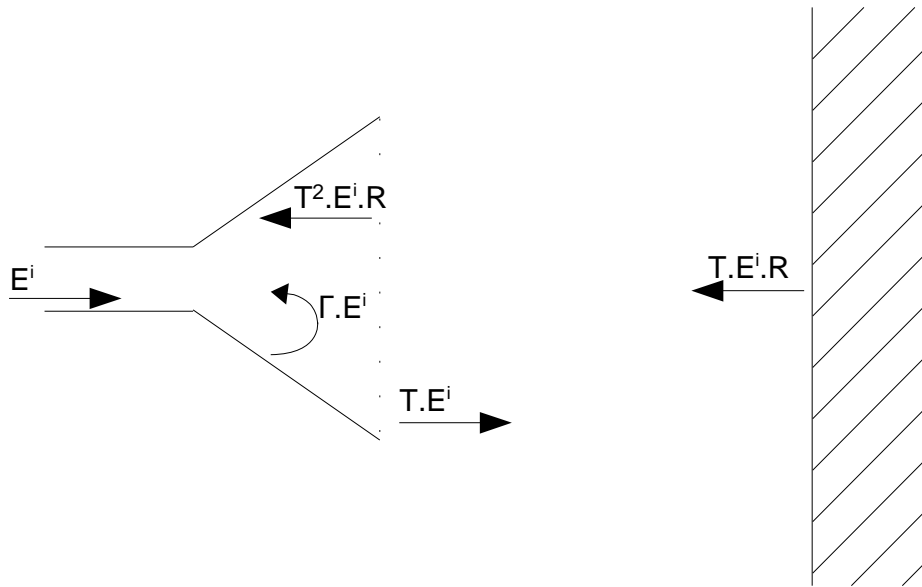


Illustration III.4 : Champs transmis et réfléchis pour une antenne en espace libre, devant un milieu semi-infini

Avec :

- $T$  : coefficient de transmission de l'antenne,
- $\Gamma$  : coefficient de réflexion de l'antenne,
- $R$  : coefficient de réflexion du milieu.

Dans cet exemple, nous en déduisons le champ total collecté par l'antenne :

$$E_t = (T^2 R + \Gamma) E_i \quad (\text{III.5})$$

Dans le cas du SIMIS, en choisissant l'antenne A comme référence et en ne considérant que les paramètres S, l'équation III.5 pour une mesure en réflexion devient :

$$S_{11A} = T_A^2 R + \Gamma_A \quad (\text{III.6})$$

En chambre anéchoïque, nous pouvons mesurer  $\Gamma_A$  pour en déduire la contribution du champ diffracté dans le coefficient  $S_{11}$  de l'antenne A :

$$S_{11A}^d = T_A^2 R \quad (\text{III.7})$$

Cette équation peut être reproduite pour l'antenne suivante B, que nous exprimons en fonction de (III.7) et un coefficient correctif :

$$S_{11B}^d = T_B^2 R = S_{11A}^d C_B = T_A^2 R C_B \quad (\text{III.8})$$

$$\text{avec } C_B = \frac{S_{11B}^d}{S_{11A}^d} = \frac{T_B^2}{T_A^2}$$

Si nous considérons maintenant le cas d'une mesure en transmission impliquant les antennes A émettrice et B réceptrice, nous aboutissons à :

$$S_{21} = T_A R T_B = T_A^2 R \sqrt{C_B} = S_{11A}^d R \quad (\text{III.9})$$

Plus généralement, pour un module d'émission-réception I-J, nous obtenons :

$$S_{21I \rightarrow J} = T_A \sqrt{C_I} \cdot R \cdot T_A \sqrt{C_J} = S_{11A}^d \sqrt{C_I C_J} \quad (\text{III.10})$$

$$\text{où : } C_{I,J} = \frac{S_{21I,J}^d}{S_{11A}^d}$$

Nous pouvons donc corriger toute antenne du réseau à partir d'une seule choisie comme référence ainsi que des coefficients de réflexion et de transmission. Cette étude a été initiée dès la conception du SIMIS mais n'a pu aboutir en raison du manque de recul sur le système. Elle reste cependant intégrable, dans la phase de pré-traitement du système, pour calibrer les antennes. Par ailleurs, un nouveau jeu complet d'antennes a été fabriqué. Il présente de meilleures caractéristiques que la première réalisation, notamment en termes de symétrie. Nous souhaitons surtout dépasser cette étude par l'incorporation des diagrammes de rayonnement.

### III.2.3.2. Correction du rayonnement

Dans notre problème de détection subsurface, la proximité du sol et des antennes se traduit par deux effets significatifs [YAR05] :

- diminution de l'impédance d'entrée,
- diminution de l'ouverture de l'antenne, se traduisant par la concentration de l'énergie rayonnée vers le sol lui-même.

En intégrant les diagrammes des antennes pour le maximum de fréquences possibles, nous serions capables de corriger ces perturbations sur les mesures [NIC05]. Cette perspective s'est ouverte dans le cadre de notre participation au réseau d'excellence ACE au sein du groupe de travail WP 2.3-3 : *Antennas for Surface-Penetrating Radar*. Avec nos partenaires, nous la plaçons comme facteur déterminant dans l'amélioration du SIMIS.

### III.2.3.3. Couplage lié au trajet direct

L'acquisition de mesures en champ proche induit des effets indésirables sur les antennes, altérant leur comportement (cf I.4.1.). Nous savons aussi qu'en utilisation aérienne, le réseau d'antennes peut être la source de nombreuses interférences liées au couplage entre le module d'émission-réception sélectionné mais aussi provenant des autres antennes inactives à ce moment. Une étude portant sur la réduction du couplage inter-antennes a dégagé deux axes d'optimisation [CHA03]. Le premier en modifiant la géométrie du réseau :

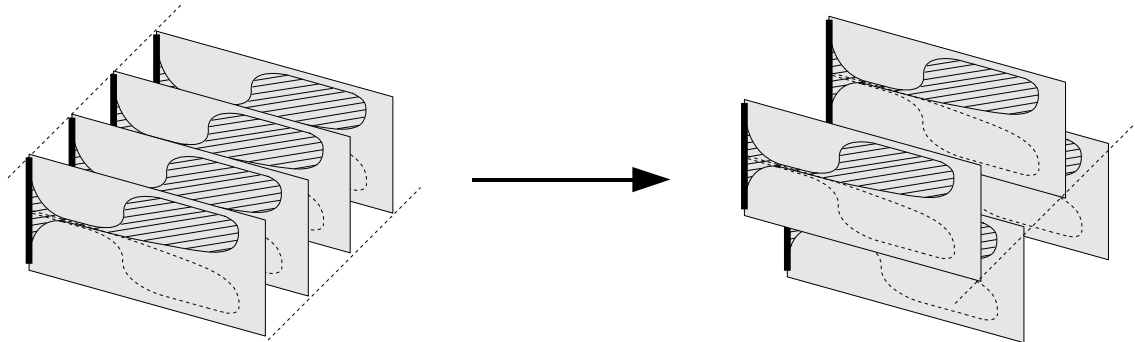
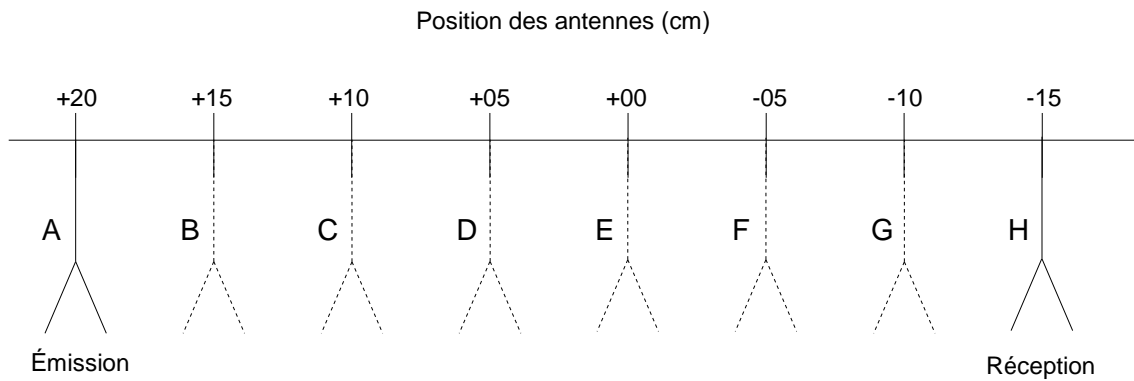


Illustration III.5 : Modification d'un réseau d'antennes linéaires pour une configuration en quinconce

Cette solution diminue fortement le couplage direct mais nécessite une attention particulière pour conserver une bonne stabilité mécanique. Le second axe porte sur l'utilisation d'une fine couche d'absorbants appliqués localement. Avec une épaisseur d'un centimètre de mousse absorbante traitée au carbone (atténuation d'au moins  $-10$  dB à partir de  $1,5$  GHz), il est possible aussi de réduire le couplage au dépend d'une baisse du champ rayonné ( $-6$  dB sur l'amplitude de l'impulsion émise mais réduction minimale du couplage de  $10$  dB).

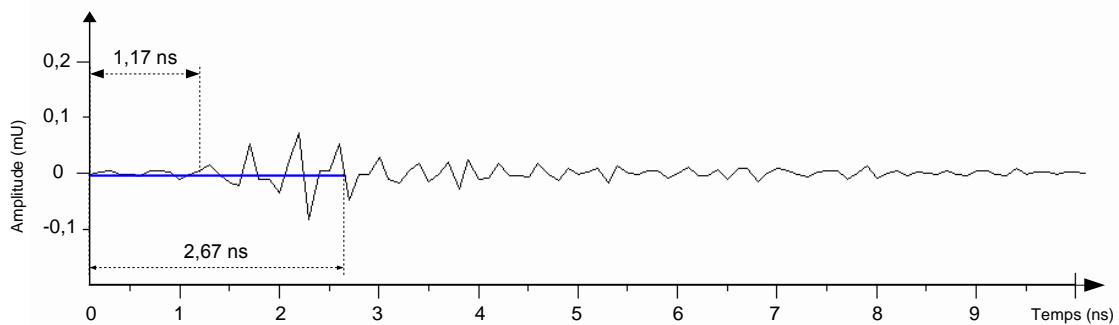
Les solutions avancées précédemment sont efficaces, elles demeurent cependant difficiles à reproduire sur le réseau d'antenne du SIMIS. Matériellement, nous ne pouvons pas actuellement décaler les antennes les unes par rapport aux autres.<sup>1</sup> Nous ne désirons pas non plus placer d'absorbant sur les antennes pour garder le maximum de puissance en émission. Si ce couplage inter-antennes est plus important en bas de bande de fréquence, il est difficile de s'en affranchir sans perdre de l'information sur la mesure. Par ailleurs, cet effet parasite est limité dans le temps. Nous allons donc pouvoir appliquer un fenêtrage temporel sur le couplage qui est considéré comme une erreur systématique [BAR05]. Pour cela, nous nous plaçons dans une configuration précise (III. III.6).

<sup>1</sup> : Le concept du réseau en quinconce est à l'origine d'une variante hybride du réseau qui sera mise en oeuvre au chapitre IV et montrera de très bons résultats.



*Illustration III.6 : Réseau de 8 antennes, Module A-H sélectionné*

Le pas spatial inter-antennes retenu conduit à un écartement entre les antennes A et H de  $35\text{ cm}$ . En calculant la durée nécessaire à la propagation dans l'air, nous aboutissons à  $1,17\text{ ns}$  pour cette distance. La réponse impulsionnelle d'une telle configuration est présentée (Fig. III.1). Nous devrions appliquer au voisinage de l'instant  $t = 1,17\text{ ns}$  une porte de largeur  $\Delta t = 0,17\text{ ns}$  qui correspond à la largeur théorique de notre impulsion synthétique. Cependant,



*Figure III.1 : Impulsion mesurée entre les antennes A et H, aucune cible*

les antennes ETSA ont un comportement dispersif en bas de la bande de fréquence ce qui dilate l'impulsion. En outre, nous relevons non seulement le couplage direct entre les deux antennes choisies, mais aussi toutes les réflexions multiples des autres antennes du réseau et celle de la structure. C'est pour cela que nous observons de fortes oscillations au delà de l'instant calculé. La décision est donc prise d'augmenter la taille de la porte : la borne inférieure est placée à l'instant d'origine, la borne supérieure décalée jusqu'à  $2,67\text{ ns}$  qui correspondra à une distance de propagation dans l'air de  $80\text{ cm}$ . Cette valeur est choisie pour s'affranchir au maximum du couplage inter-antennes et au regard des expérimentations menées au chapitre IV.

Cette technique induit donc une zone d'ombre dans le système. Si un objet se trouve proche du réseau d'antennes, nous ne pouvons le détecter à moins de  $40\text{ cm}$ . De même, lorsque nous procéderons à des investigations dans le sol, il faut tenir compte de la permittivité du

milieu car elle intervient comme terme multiplicatif sur la durée de propagation. Toutefois, la fenêtre de pondération est paramétrable en fonction des circonstances rencontrées. Elle constitue un outil efficace pour éliminer certains artefacts sur les réponses impulsionnelles afin de faire ressortir les échos de la cible.

D'autres facteurs, que nous ne pouvons bien maîtriser, viennent perturber le système et les mesures. Nous sommes donc amenés à procéder à l'évaluation d'autres types d'erreurs sur les systèmes RF qui se regroupent sur deux thèmes : les erreurs de dérive et celles aléatoires.

### III.3. Estimations des erreurs intrinsèques

Les sources d'erreur dans les systèmes d'imagerie microondes sont nombreuses mais peuvent être regroupées en plusieurs catégories.

Tout d'abord, le système de mesure RF qui, hormis la phase de calibration accomplie auparavant, peut présenter des dérives en fréquence, amplitude et phase. Les problèmes d'amplitude et de phase aléatoires, d'erreur d'adaptation, de fuite RF et de diaphonie ont été réduits par le calibrage étendu à deux ports. Nous étudierons donc la possibilité de dérive dans le temps d'une mesure donnée.

L'environnement a un rôle important dans les mesures microondes, le fait de procéder à des acquisitions en chambre anéchoïque n'exclut pas de s'y intéresser. Si l'interférence électromagnétique des appareils (recouverts d'absorbants pour en minimiser les effets) est aussi complexe à mesurer que la diffraction des absorbants, nous considérerons plutôt l'influence de la température entre deux périodes bien particulières.

Le système de positionnement revêt un caractère prépondérant en imagerie. Le positionnement des capteurs doit être très précis. Or le réseau d'antennes est fixe sur la ligne de mesure. Une fois les antennes disposées sur la ligne de mesure, leur positionnement ne varie plus. Cet aspect est donc écarté ainsi que le positionnement des cibles, encaissées dans un support sur un ratelier gradué. Cependant, les câbles RF souples reliant l'analyseur vectoriel au réseau d'interrupteurs sont amenés à être courbés aléatoirement. Après avoir vérifié leurs caractéristiques en terme d'isolation, nous procéderons à plusieurs tests sur la courbure des câbles afin de vérifier la stabilité de la mesure.

Le protocole d'acquisition comprenant le choix des fréquences, l'intervalle des points d'échantillonnage et la distance antennes-cible est fonction de l'application et ne sera pas traité, ainsi que les approximations du traitement numérique au regard du format de données utilisé.

### III.3.1. Erreurs de dérive

La dénomination erreur de dérive provient du fait qu'il est possible de subir une altération du résultat au cours du temps sans avoir modifié aucun paramètre. Il faut néanmoins distinguer les artéfacts ponctuels des phénomènes durables. Par exemple, si une communication avec un téléphone mobile devait se produire dans l'environnement d'un appareil microonde, les perturbations occasionnées ne rentreraient pas dans cette catégorie. Nous retrouvons ici plutôt les variations liées à la température, qu'elle soit celle des appareils électroniques ou de l'environnement dans lequel ils sont employés.

#### III.3.1.1. Dérive thermique de l'analyseur

Les usages dans ce domaine sont variés. Certains préfèrent attendre un certain temps pour que l'appareil « chauffe », d'autres l'éteignent à la moindre occasion. Pourtant les mesures sur site peuvent prendre beaucoup de temps, période durant laquelle nous devons vérifier le bon fonctionnement de l'appareil.

Une antenne ETSA est placée en chambre anéchoïque, la pièce demeure fermée durant toute la manipulation pour que sa température n'évolue pas, elle affiche 24°C en permanence. Nous reproduisons la même acquisition, coefficient de réflexion entre 2 et 8 GHz avec 201 points, pendant près de trente heures comme le montre le tableau suivant :

Instants (mn)	0	40	135	190	225	290	1230	1280	1390	1490	1590	1690
---------------	---	----	-----	-----	-----	-----	------	------	------	------	------	------

Tableau III.2 : Instants d'acquisition pour l'étude de la dérive temporelle

Une première phase consiste à étudier l'évolution de la mesure pendant les cinq premières heures de fonctionnement, une seconde phase intervient après vingt heures afin de vérifier la répétitivité de la mesure de la veille. Face au volume de données important pour cette étude, nous présentons uniquement l'amplitude du coefficient de réflexion (Fig. III.2). Les traits verticaux indiquent les mesures réelles, nous cherchons à établir la continuité du motif coloré de gauche à droite. Pour certaines fréquences – 2 GHz, [4,8–5] GHz et [6,7–7] GHz – nous observons des variations au cours du temps de l'ordre de 2 dB au maximum. Les spécifications du constructeur livrent sur ce type de mesure une précision de 10 ppm, à laquelle il faut rajouter 3 ppm par année pour l'appareil, à la température de 23°C ± 3°C. Ces valeurs sont très faibles au regard des discontinuités mesurées. Cependant nous observons une très bonne continuité des résultats au début et à la fin de ce protocole. À la lumière d'autres erreurs plus aléatoires qui sont détaillées dans la partie afférente, nous concluons que la dérive thermique de l'analyseur vectoriel peut être ignorée.

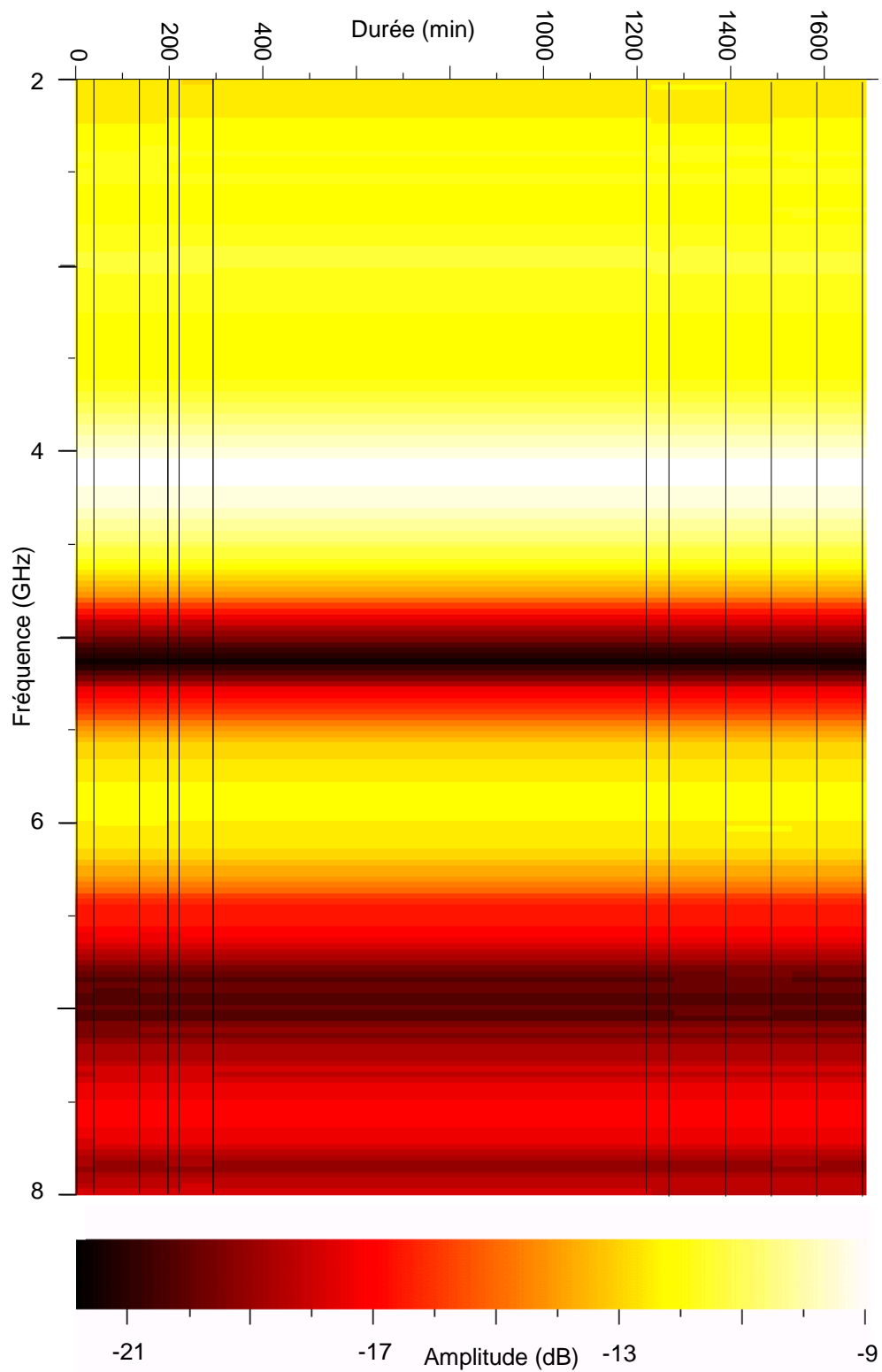


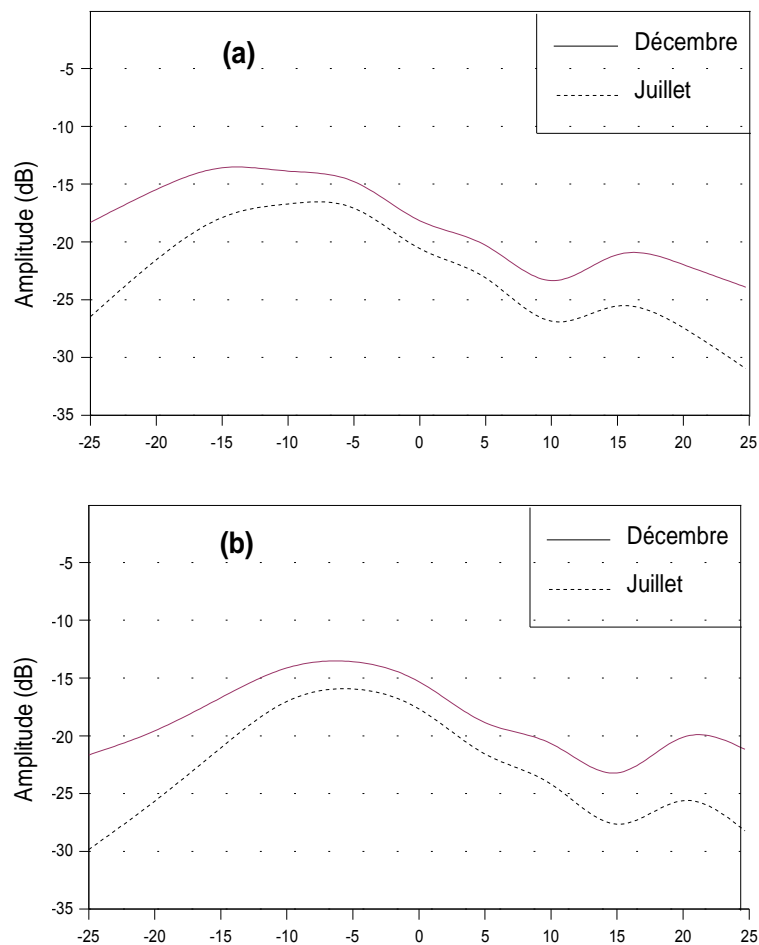
Figure III.2 : Dérive temporelle pour l'adaptation de l'antenne ETSA

### III.3.1.2. Dérive thermique en chambre anéchoïque

Nous avons supposé que la température dans la chambre anéchoïque n'évoluait pas. Si cette pièce présente une bonne stabilité à l'échelle d'une journée, cela n'est plus vrai en fonction des saisons. Disposant d'un thermomètre-hygromètre, nous avons constaté que :

- le taux d'humidité variait faiblement autour de 57%, typiquement  $\pm 2\%$ ;
- la température évoluait de 17°C en hiver jusqu'à 27°C en été.

Nous pensions focaliser notre étude sur le taux d'humidité, mais celle de l'influence de la température se montre plus critique. Pour cela, nous traitons deux ensembles de mesure : la première recueillie au mois de Juillet par une température de 27°C, la seconde en Décembre par une température de 17°C. Les acquisitions se font sur la bande [1,5–3,5] GHz, même si uniquement quelques points de mesure sont calculés. Le SIMIS n'est pas présent : nous disposons à la place un module émission-réception constitué par une paire d'antennes ETSA enfichées sur un rail gradué. Enfin, nous plaçons un objet diélectrique face à nos antennes et mesurons le champ total. En raison du volume important de données, nous présentons seulement les résultats les plus significatifs (Fig. III.3 (a) à (c)) :





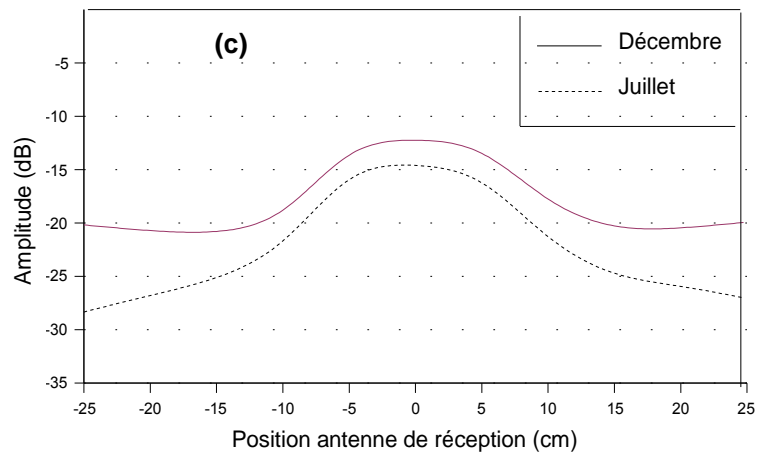


Figure III.3 : Amplitude du champ total à la fréquence 2 GHz selon la position de l'antenne d'émission : -10 cm (a), -5 cm (b), 0 cm (c)

À la lecture de ces graphes, nous constatons un décalage significatif de plus de 2 dB entre les deux courbes. Cet écart augmente avec l'éloignement des antennes, pouvant atteindre 7 dB. Pour des fréquences supérieures, nous observons des irrégularités sur le comportement, ce qui tend à contrebalancer le décalage observé à 2 GHz.

La température de fonctionnement de l'analyseur se situe autour de  $23^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$ . Toutes les indications sur la précision des mesures se rapportent à cette condition bien particulière. Nous pensons qu'une exposition prolongée à une température plus froide a pu perturber les mesures. Si dans notre étude en laboratoire le paramètre environnemental peut être circonvenu, il faut porter attention aux conditions météorologiques associées à des mesures sur site. Une solution est de tenir compte de ce phénomène dans la calibration : des profils thermiques serviraient de masques appliqués aux mesures collectées. A l'exception de ce paragraphe, toutes les acquisitions sont effectuées dans une chambre anéchoïque à la température de  $23^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$ .

### III.3.2. Erreurs aléatoires

La dernière catégorie d'erreur que nous étudions est la plus problématique. Les erreurs systématiques se reproduisent dans le temps et sont supprimées par calibrage, les erreurs de dérive peuvent être caractérisées quand elles ne sont pas négligeables. Par contre, les erreurs dites aléatoires présentent à la fois de nombreuses origines mais aussi une incertitude importante. Elles peuvent être liées au bruit ambiant ou au bruit thermique des appareils. Elles proviennent en microonde des connecteurs utilisés mais aussi des câbles qui les relient. Toutes auront un impact sur la répétabilité d'une mesure particulière.

Nous considérons tout d'abord les incertitudes induites par l'utilisation de câbles souples pour relier l'analyseur vectoriel au réseau d'interrupteurs. Puis nous évaluons le bruit inhérent à chaque mesure en faisant plusieurs acquisitions successives et présentons les données statistiques correspondantes.

### III.3.2.1. Erreurs dans les câbles

Dans un système microonde, tous les supports pour la propagation des ondes électromagnétiques doivent être les plus neutres possible. Lorsqu'il s'agit de câbles RF, cela se traduit par une adaptation parfaite, des pertes d'insertion nulles et une isolation infinie. Si les produits disponibles tendent à répondre à cet idéal, leur utilisation nécessite des précautions. Nous souhaitons vérifier que, une fois la connexion des charges effectuée, aucune fuite RF ne vient entâcher la mesure et aussi que l'orientation, la flexion des câbles ne modifient pas la mesure elle-même [SLA91].

#### III.3.2.1.1. Test de fuite

Les fuites microondes dans le SIMIS peuvent sérieusement corrompre les mesures. Ce type d'erreur est insidieux s'il n'est pas détecté. Nous procédons pour cela à trois mesures en transmission [HIN89] :

- la première met en jeu deux antennes ETSA placées face à face,
- la seconde et la troisième remplace soit l'antenne d'émission, soit celle de réception, par une charge adaptée.

Nous cherchons à montrer que la contribution des fuites est négligeable devant la mesure étalon et ce pour la bande de fréquence [1,5-3,5] GHz. Les résultats sont présentés :

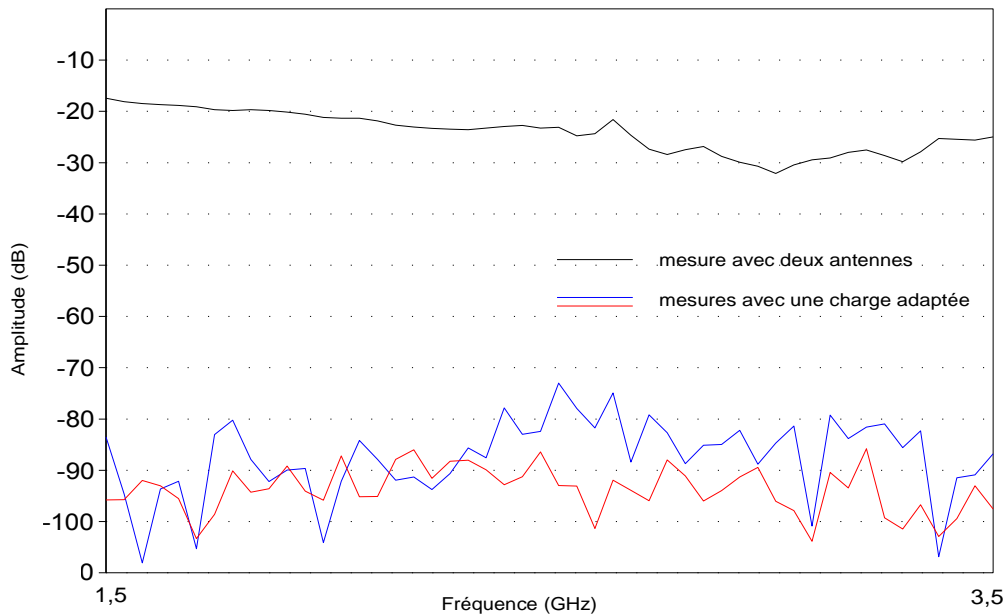


Figure III.4 : Caractérisation de la fuite des câbles souples par connexion de charge adaptée

Les mesures réalisées avec les charges adaptées doivent présenter une amplitude négligeable. Or, sur la bande de fréquence considérée, ces valeurs dépassent parfois  $-80 \text{ dB}$ . Par différence avec la mesure obtenue avec les deux antennes, le plus grand niveau de fuite relevé est de  $50 \text{ dB}$  situé à environ  $2,5 \text{ GHz}$ . Cela peut paraître élevé, mais nous devons considérer qu'il s'agit là d'une mesure effectuée en transmission, pour des dispositifs – antenne ou charge – placés face à face. En transposant ce résultat sur le réseau linéaire d'antennes, celui-ci fonctionne en réflexion et aucun des câbles de l'analyseur n'est relié directement à une antenne. Nous aurions dû alors procéder à la mesure de fuites pour les autres câbles souples, mais ce phénomène est jugé assez marginal pour ne pas en tenir compte.

### III.3.2.1.2. Flexion des câbles

Pour la mise en place du SIMIS sur le lieu d'investigation, nous manipulons les éléments séparément. Ainsi lors de l'installation du système dans la chambre anéchoïque, les câbles sont courbés de diverses façons. Si nous possédons des calibrations pour un certain positionnement, nous vérifions que celles-ci restent valides malgré une mise en place différente. Pour ce faire, nous utilisons une seule antenne que nous relions à l'analyseur vectoriel. Elle est ensuite montée sur la ligne de mesure, orientée comme si elle appartenait au réseau d'antennes. À trois reprises, une mesure est acquise puis l'antenne repositionnée en faisant suivre un chemin très différent au câble. Les trois acquisitions sont présentées d'abord selon leur module :

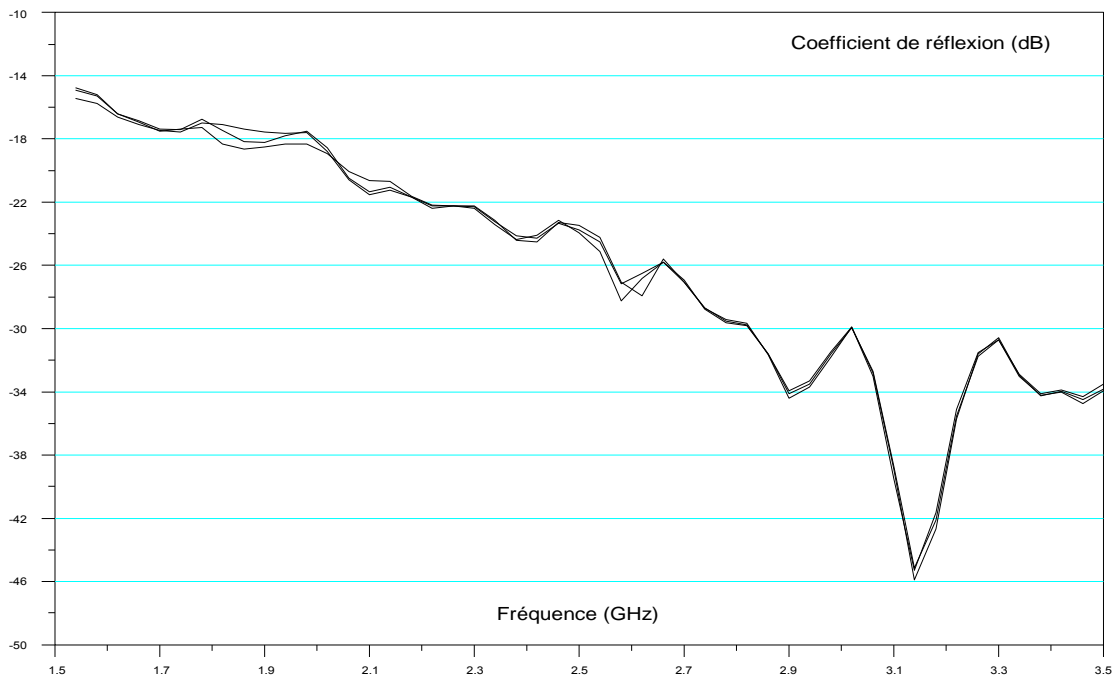


Figure III.5 : Influence de la flexion du câble RF sur le module d'un coefficient de réflexion

Nous constatons des incertitudes n'atteignant pas  $3 \text{ dB}$  entre chacune des mesures, plus particulièrement en basse fréquence. Si cette fluctuation peut être minime, nous voulons étudier

aussi la phase (Fig. III.6). En effet, celle-ci est plus susceptible de varier en fonction des étirements ou compressions que subit le câble.

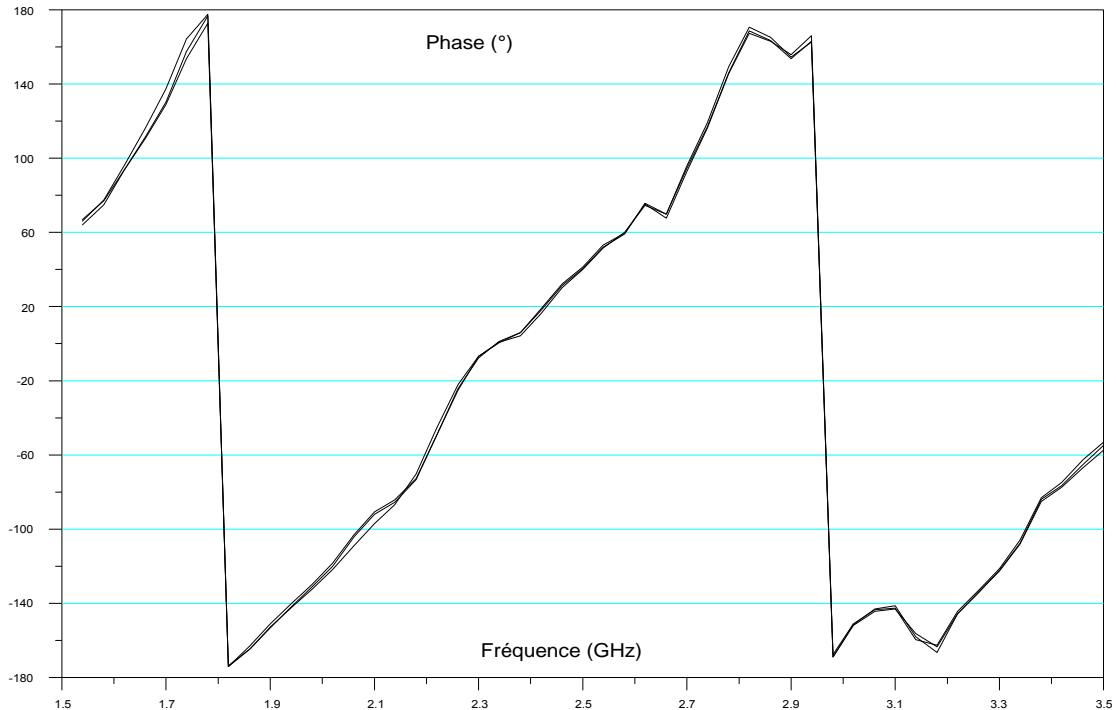


Figure III.6 : Influence de la flexion du câble RF sur la phase d'un coefficient de réflexion

Cette fois nous relevons une très bonne concordance sur la bande de fréquence et ce pour les trois déformations du câble. Cette vérification permet d'être confiant dans la manipulation du SIMIS et de ses modules.

Lors de l'utilisation du SIMIS un incident est survenu : l'un des câbles semblait brisé à l'intérieur de sa gaine, les mesures collectées étaient complètement erronées. Après le remplacement de la paire des câbles, nous vérifions que la continuité des résultats est encore meilleure qu'avec les précédents.

### III.3.2.2. Bruit de mesure

Après avoir évalué de multiples sources d'erreur, nous nous intéressons à la reproductivité des mesures dans le temps. L'acquisition faite à l'instant  $t$  est-elle encore la même à l'instant  $t+\Delta t$  ?

Le programme est modifié pour collecter cinq mesures en « rafale » : avec le temps d'écriture des fichiers, il s'écoule en effet une minute pour une simple mesure en transmission sur un couple d'antennes particulier. Dans le cadre d'une configuration SIMIS en automatique, nous collectons énormément de données sur une séquence. Ainsi pour le jeu de données

considéré, nous disposons de 201 points de fréquence sur 3 positions d'antennes en émission ainsi qu'en réception, totalisant donc 9045 échantillons. Nous choisissons de présenter des résultats statistiques qui résument l'information au travers de grandeurs pertinentes.

L'écart-type correspond à cette description mais, en raison des faibles grandeurs mesurées, il serait peu judicieux de le présenter directement. Pour y remédier, nous exprimons le coefficient de variation CV de chaque point de mesure, qui se définit comme le rapport de l'écart-type sur la moyenne, ramené en pourcentage. Pour l'ensemble du jeu de mesures, nous calculons un CV moyen mais aussi le coefficient médian. Ces valeurs sont présentées dans le tableau suivant :

	Partie réelle	Partie imaginaire
CV moyen (%)	2,48	2,42
Valeur médiane des CV (%)	0,74	0,58

Tableau III.3 : Étude statistique sur le jeu de mesures, coefficients de variation moyen et médian

Le coefficient de variation moyen d'environ 2,5% (0,43 dB) pour les deux grandeurs atteste d'une faible variation autour de la valeur moyenne. Mais en raison du nombre de mesures important qui contribuent à ce calcul, nous cherchons à connaître sa position au sein de l'ensemble des échantillons. Qu'il s'agisse de la partie réelle ou imaginaire, nous obtenons dans les deux cas un coefficient de variation médian inférieur à 1%. Après étude de ces données, nous observons des valeurs de CV très élevées mais peu nombreuses : alors que la plupart des CV valent environ 1%, d'autres se placent dans un intervalle bien supérieur entre 7 et 12%.

Il est difficile de trouver une solution définitive à ce problème. Nous pouvons tout d'abord augmenter le nombre d'échantillons au dépend du temps d'acquisition. Si la multiplicité des données rend les fichiers volumineux et les traitements plus fastidieux, une alternative est possible au sein de l'analyseur vectoriel. L'appareil dispose d'une option pour accumuler jusqu'à 16 mesures avant de calculer leur valeur moyenne. Cette solution est néanmoins lente lorsque que la bande passante du filtre à FI est rétrécie – ce qui est le cas dans notre configuration. D'autre part, nous pouvons arbitrairement choisir de procéder à une seule mesure : la probabilité de subir une perturbation est faible, celle-ci pourra même être corrigée par des traitements ultérieurs car elle est de forte amplitude. Finalement, nous aboutissons à un compromis entre ces deux approches : nous configurons l'analyseur de réseau pour acquérir cinq mesures consécutives et en prendre la moyenne, ce qui nous replace dans le cadre de l'étude statistique menée ici, avec l'incertitude de 2,5% sur les résultats qui lui est associée.

### III.3.3. Synthèse

Après une étude poussée sur les différentes sources d'erreurs aléatoires au sein du SIMIS et de son environnement, nous parvenons au constat qu'il est difficile de garantir la précision d'une mesure particulière. Pourtant, dès que nous procédons à la collecte de plusieurs échantillons, le bruit de la mesure peut être atténué pour ne retenir que la solution optimale en terme statistique. Cette erreur, par son incertitude, permet d'intégrer aussi celle qui est commise par la manipulation des câbles. Il faut donc à partir de ce moment supporter une incertitude minimale de  $0,43 \text{ dB}$  sur nos résultats.

À partir de cette hypothèse sur la précision, nous pouvons en conclure que les éventuelles erreurs de dérive observées sur une longue période ne sont en réalité que des erreurs aléatoires liées au bruit. Pourtant, nous devons nous montrer méfiants à l'égard des conditions initiales du protocole d'acquisition et plus particulièrement à la température du milieu. Si celle-ci venait à être différente des conditions d'utilisation préconisées par le constructeur, garantes de performances optimales, nous nous verrions contraints à reconsidérer les résultats obtenus. Une piste s'ouvrirait alors sur la recherche de modèles de calibration pour en tenir compte, sur lesquels devront apparaître la température et le taux d'humidité.

## III.4. Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à caractériser au mieux le système d'imagerie microonde, sur deux phases de calibrage et d'estimation des erreurs.

Dans un premier temps, le SIMIS est étudié module après module, tout en tenant compte de l'interopérabilité entre chacun. Une étape de calibrage est réalisée sur l'analyseur vectoriel, elle permet de réduire toutes les erreurs systématiques. Le multiplexeur microonde est aussi intégré dans cette phase, conduisant à la multiplication des procédures. Conscients de la lourdeur du protocole engendré, nous pouvons éviter sa répétition par la sauvegarde des calibrations sur l'ordinateur. Mais un module retient encore notre attention, celui du réseau d'antennes. Si nous sommes capables de dissocier la réponse de cibles devant les effets de couplage, les disparités dans la fabrication des antennes ont des conséquences sur leur adaptation et leur rayonnement.

Une composante aléatoire est inhérente à toute mesure, notamment en microonde. Dans le SIMIS, celle-ci ne trouve pas son origine dans les défauts du matériel et de ses connexions, mais dans des grandeurs moins triviales comme le bruit thermique. Afin de rester un système d'acquisition convivial mais sans abandonner les critères du cahier des charges, nous optons pour un compromis qui vise à intégrer cette erreur au lieu de la rejeter ou tenter de l'éradiquer.

Ainsi, par l'acquisition successive de cinq échantillons, toute mesure comporte une erreur aléatoire maximale de  $0,43 \text{ dB}$ . Nous concluons aussi qu'une utilisation prolongée est possible car, sur une période de vingt quatre heures, les variations restent de l'ordre de l'erreur aléatoire. Mais d'autres erreurs de dérive sont présentées, elles peuvent jouer un rôle complexe dans les résultats observés. Ainsi, l'influence de la température extérieure montre un décalage possible de  $2$  à  $7 \text{ dB}$  sur les amplitudes relevées et doit donc être surveillée. Lors des campagnes de mesures qui seront menées, nous pouvons appliquer les connaissances acquises dans ce chapitre.

## Chapitre IV : Campagne de mesures

### IV.1. Introduction

Dans cette partie nous emploierons le radar SIMIS tel qu'il a été développé dans les chapitres précédents. Au travers des études menées pour le caractériser et le calibrer, un recours fréquent à la chambre anéchoïque ainsi qu'à l'ensemble des équipements et moyens techniques du LEAT a été nécessaire. À partir de ce constat et au regard des premiers résultats obtenus par le SIMIS [GUI00], nous choisissons délibérément de ne valider son fonctionnement que dans un milieu contrôlé.

De la même manière, si nous étudierons deux cibles différentes – l'une diélectrique et l'autre métallique – elles ne sont jamais présentes simultanément. Un deuxième plateau aurait pu être aligné sur le rail, la cible décalée par rapport à l'axe central du réseau d'antennes. Cette démarche multicible sera toutefois envisageable en termes de perspectives, lorsque nous aurons entériné le fonctionnement du SIMIS dans ce chapitre.

Ainsi nous présenterons tout d'abord une étude visant à identifier correctement la cible et les limites de la configuration de mesure lié aux SPR. Pour ce faire, une première étude en transmission sera décrite. Cette expérimentation sera comparée avec des simulations fréquentielles obtenues à l'aide du logiciel SR3D [RAT94]. Nous pourrons alors dégager une synthèse des phénomènes physiques observés.

Puis le SIMIS mis en place, nous présenterons successivement pour deux cibles des profils de champs diffractés à différentes distances et sous diverses représentations. Nous nous efforcerons ensuite à répondre aux critères de validation énoncés dans le premier paragraphe.

Enfin, une variante du système sera considérée. Elle est issue d'une réflexion ayant pour but de diversifier le champ d'application du radar mais surtout de repousser quelques contraintes afférentes à un réseau d'antennes. Structurée sur le même plan, cette alternative sera évaluée avant de procéder à la synthèse exhaustive des résultats.

### IV.2. Étude en transmission

Dans d'autres systèmes d'imagerie, la configuration des cibles permet parfois de disposer les antennes de façon à entourer le milieu [FER03]. *A contrario*, les procédés de reconstruction en SPR reposent sur un fonctionnement non invasif unilatéral. Travaillant en espace libre, nous



avons la possibilité de connaître le comportement du champ diffracté dans l'espace pour une cible donnée. Pour ce faire, nous recourons au logiciel de simulation SR3D. Cet outil, écrit en langage Fortran, résoud les équations intégrales dans le domaine fréquentiel par la méthode de Galerkin associée à des éléments finis de surface.

Après avoir vérifié l'homogénéité de l'objet, nous décrivons les images obtenues par simulation avant de procéder à la confrontation aux mesures, afin de connaître les limites auxquelles nous faisons face avec le SIMIS.

### IV.2.1. De l'importance du choix de la cible

Une première cible est retenue suivant deux critères : présenter une hauteur très grande devant la longueur d'onde pour s'approcher d'une polarisation 2D-TM et afficher une permittivité légèrement différente du milieu d'étude, dans des standards connus (tuyaux PVC, mines). Dans un premier temps, nous choisissons un cylindre de section carrée d'une hauteur de  $1\text{ m}$  et de permittivité  $\varepsilon_r = 3$ . Nous proposons dans la suite une discussion autour de la validité de ces deux paramètres.

#### IV.2.1.1. Détermination de la taille optimale

Si une grande dimension est désirable pour l'approximation 2D-TM, nous devons toutefois considérer l'aspect champ proche de l'acquisition [YAG86]. Nous nous situons en effet dans la région champ proche rayonnant de l'antenne ETSA, zone intermédiaire entre le champ proche réactif et le champ lointain. Dans cette région, les champs électrique et magnétique se propagent suivant un terme de phase prépondérant, le diagramme de rayonnement de l'antenne lui subit des altérations notamment en terme de gain. Cette constatation fait l'objet d'une première étude numérique où nous présentons deux cibles de hauteur différente (Fig. IV.1). Dans cette simulation à  $f = 2\text{ GHz}$ , nous vérifions qu'il est problématique de recourir à une cible de trop grande taille pour notre application. Ainsi pour un objet d'une hauteur de  $2\text{ m}$ , la zone du champ proche s'étend jusqu'à  $8\text{ m}$  environ. Au delà, le champ suit alors une décroissance inversement proportionnelle à la distance. En deçà, l'amplitude est liée surtout à un terme de phase dont nous pouvons observer les oscillations. Cette étude nous renseigne aussi sur la distance minimale que nous devons observer entre la cible et le réseau d'antennes. À partir de  $1,7\text{ m}$ , le champ relevé suit une décroissance propre à la région champ lointain pour le couple antenne-cible. Néanmoins, le rail dont nous disposons ne permet pas un tel recul et nous place donc dans une situation champ proche quelles que soient les distances présentées dans la suite.

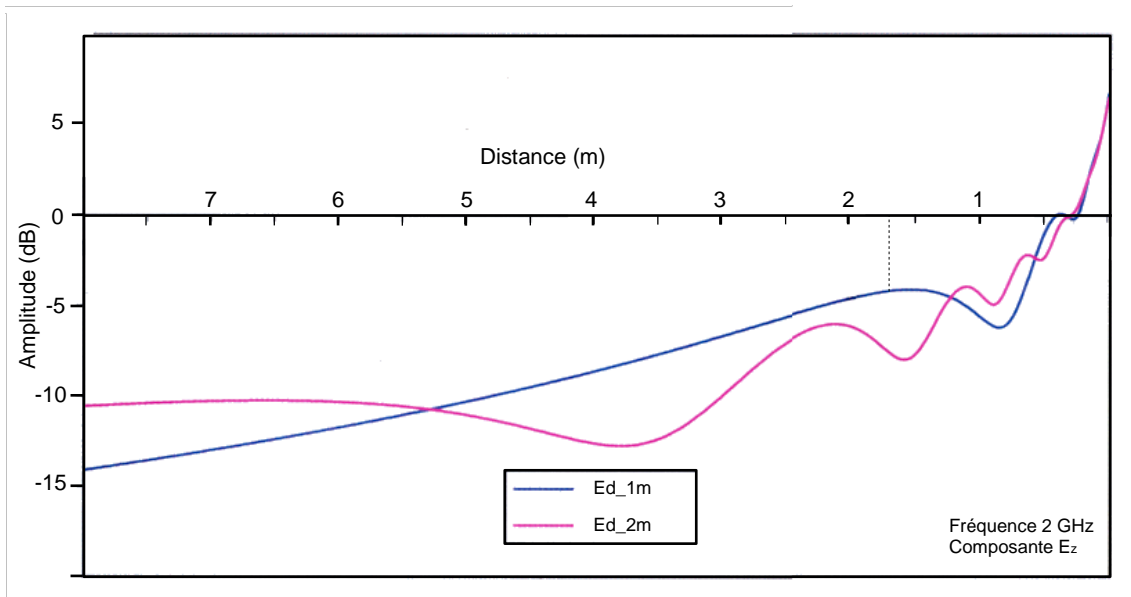


Figure IV.1 : Simulation de l'amplitude du champ diffracté : influence de la taille de la cible

#### IV.2.1.2. Mesure de la permittivité

Nous voulons un objet qui possède un contraste suffisant par rapport à l'air afin de collecter une amplitude du champ diffracté suffisante pour les algorithmes d'imagerie.

Une section carrée de  $10\text{ cm}$  de côté est retenue. La longueur choisie reste cohérente avec des cibles artificielles (mine antipersonnelle, canalisation PVC, etc.). La forme adoptée est plus complexe qu'une section circulaire mais permet d'observer les phénomènes de diffraction des arêtes lors de l'utilisation du SIMIS. Puis, nous optons pour un matériau de type Téflon avec une permittivité  $\epsilon_r$ , comprise entre 3 et 4 selon le fabricant. Cette incertitude nous a mené à la mesure de la permittivité réelle et la vérification de son homogénéité. Le protocole associé est présenté sur l'illustration IV.1.

Nous avons tracé quatre sections suivant la hauteur de l'objet afin de vérifier son homogénéité. Pour cela des acquisitions en transmission à l'aide d'un couple d'antennes ETSA sont réalisées selon les deux orientations possibles (faces 1-3 ou faces 2-4) de l'objet. À l'aide d'une mesure étalon réalisée dans l'air, nous déduisons la permittivité de la section par différence entre l'impulsion reçue à travers l'objet et celle de référence. Tout d'abord nous remarquons une excellente concordance entre les deux orientations. Puis, l'homogénéité sur la permittivité est assurée de la section A à C avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 3,3$ . Enfin, nous observons une disparité sur la section D avec une permittivité  $\epsilon_r = 3,18$ , due à la proximité du plan de mesure avec l'extrémité de l'objet. Comme nous maintenons le réseau d'antennes à une élévation intermédiaire par rapport à l'objet, cet artefact n'est pas dommageable pour les futures données collectées.

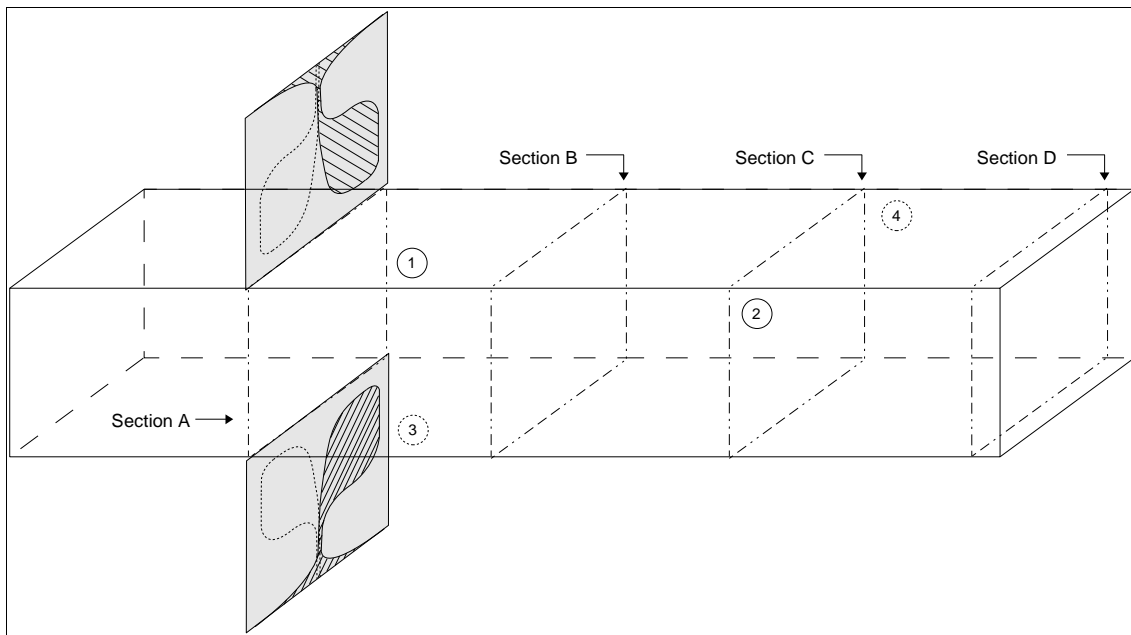


Illustration IV.1 : Détermination de la permittivité sur plusieurs sections de l'objet

## IV.2.2. Simulation de la configuration générique

### IV.2.2.1. Comportement de l'objet diélectrique

Nous nous sommes intéressés à l'interaction de cet objet avec un rayonnement électromagnétique. Nous calculons le champ diffracté au voisinage du cylindre à section carrée lorsqu'il est illuminé par une onde plane. La composante  $E_z$  à la fréquence de 2 GHz, borne inférieure de la bande d'étude, est présentée (Fig. IV.2). L'onde plane se propage suivant l'axe  $Ox$  dans le sens des abscisses négatives comme en témoigne le niveau d'amplitude le plus élevé sur la partie droite. Par contre, les courants induits sur les deux arêtes éclairées par l'onde plane sont faibles comme atteste l'amplitude du champ diffracté à cet endroit. Cela risque de nuire à la qualité des mesures acquises en réflexion.

### IV.2.2.2. Diffraction dans le milieu environnant

Nous connaissons par avance la topologie de la configuration, il nous paraît donc approprié de procéder à sa simulation afin de disposer d'une base pour l'interprétation des futurs résultats. Nous plaçons la cible en espace libre, que nous éclairons par une onde plane incidente en polarisation 2D-TM à la fréquence 2 GHz. La carte du champ total dans le plan  $(xOy)$  suivant la composante  $E_z$  est présentée (Fig. IV.3). Dans cette simulation, le champ à l'intérieur de l'objet n'est pas calculé, le minimum d'amplitude y est affecté. Nous remarquons sur la figure deux types de propagation :

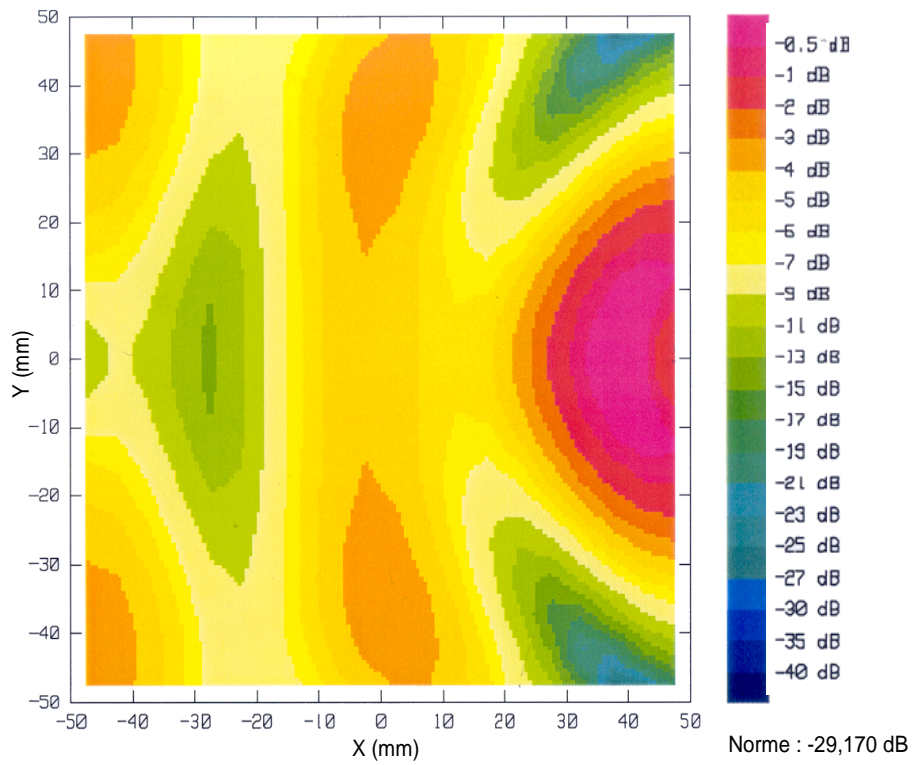


Figure IV.2 : Carte du champ diffracté dans l'objet à la fréquence 2 GHz

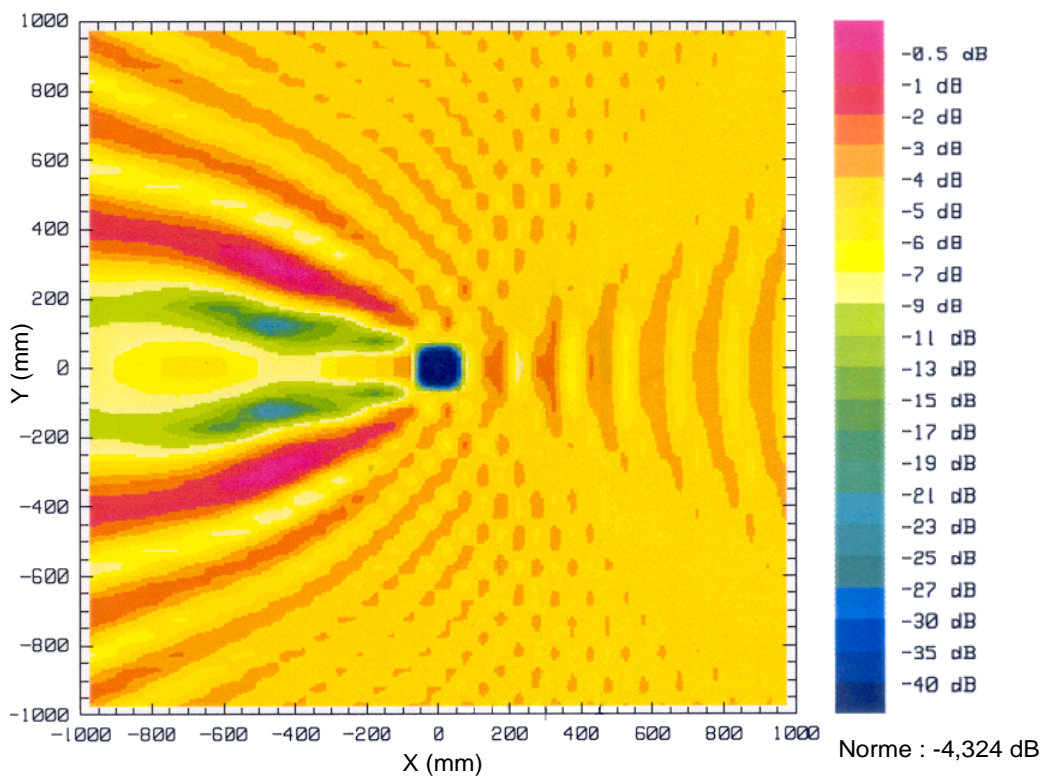


Figure IV.3 : Carte du champ total, diélectrique soumis à une onde plane, fréquence 2 GHz

- la diffraction de la face avant de l'objet, qui produit un phénomène d'interférences avec l'onde incidente,
- la diffraction de l'objet lui-même, siège de courants de polarisation induits et rayonnant un champ diffracté.

Ces observations peuvent être affinées avec l'étude de la carte du champ diffracté :

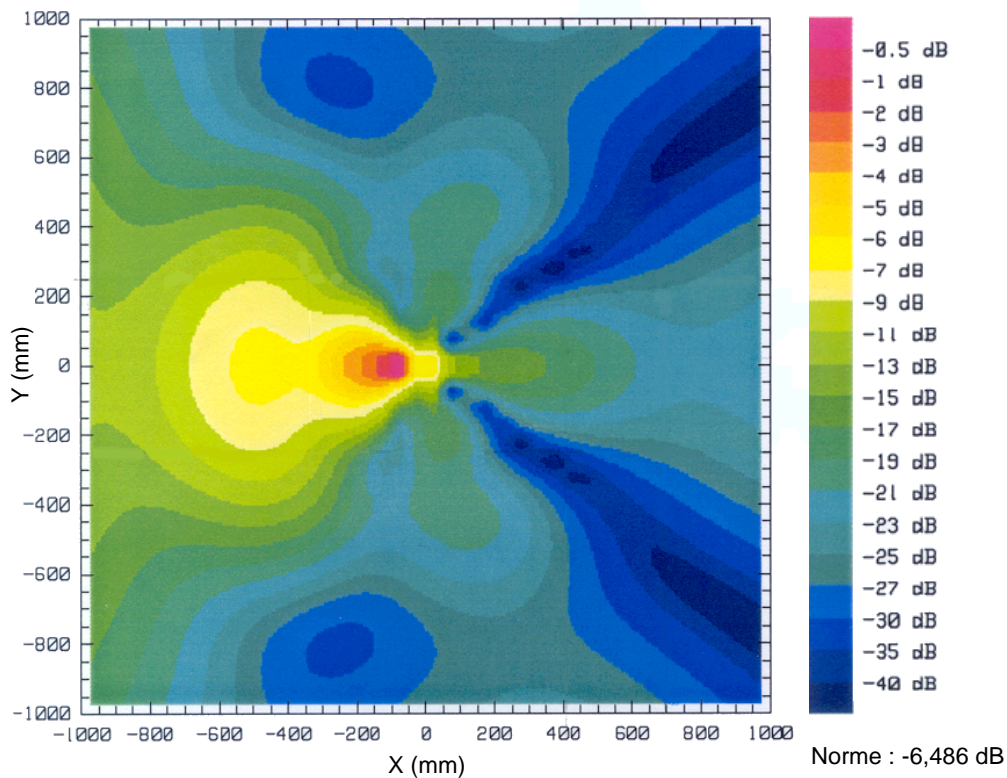


Figure IV.4 : Carte du champ diffracté, diélectrique soumis à une onde plane, fréquence 2 GHz

Nous trouvons un faible champ électrique rétrodiffracté par la face avant et le creux de rayonnement sur les axes  $\pm 45^\circ$  des arêtes aperçu sur la figure IV.2. L'objet se comporte comme une source secondaire : le maximum de diffraction est observé au voisinage de la face arrière, le champ re-rayonné présente une ouverture à  $-6$  dB d'environ  $60^\circ$ . Le réseau d'antennes étant placé du côté où le champ diffracté est le plus faible, nous ne sommes pas dans une configuration optimale. Cette conclusion sera développée lors de l'utilisation du SIMIS au paragraphe IV.3.

### IV.2.3. Mesures en chambre anéchoïque

Nous tentons de valider les simulations obtenues par une acquisition qui se rapproche du cas théorique (cas 2D-TM, onde plane). Les antennes sont des ETSA, celle d'émission a pu être placée en zone champ lointain avec un écartement de  $2$  m avec la cible (Ill. IV.2) :

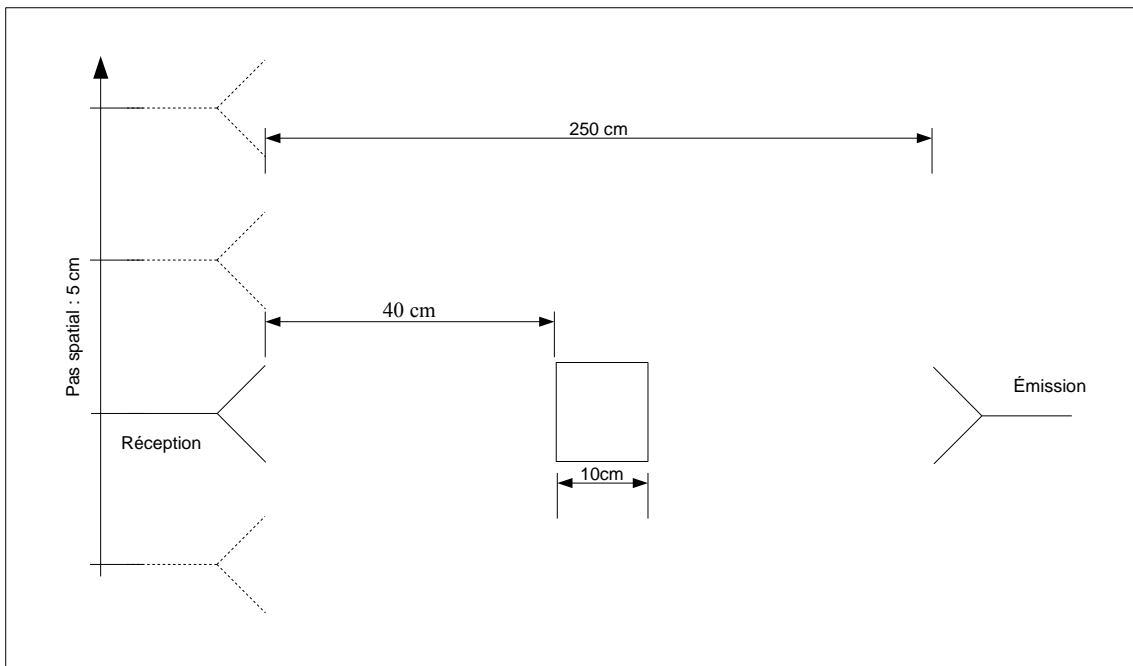


Illustration IV.2 : Configuration bistatique en transmission

Nous déplaçons l'antenne de réception suivant une ligne avec un pas spatial de  $5\text{ cm}$  pour un nombre d'acquisitions fixé à  $11$  avec l'origine, antenne face à l'objet, comme point de symétrie. La bande de fréquence choisie est  $[1,5-3,5]\text{ GHz}$ . Nous présentons les résultats obtenus pour une mesure dans l'axe central à la fréquence  $2\text{ GHz}$  (Fig. IV.5). Les niveaux d'amplitude

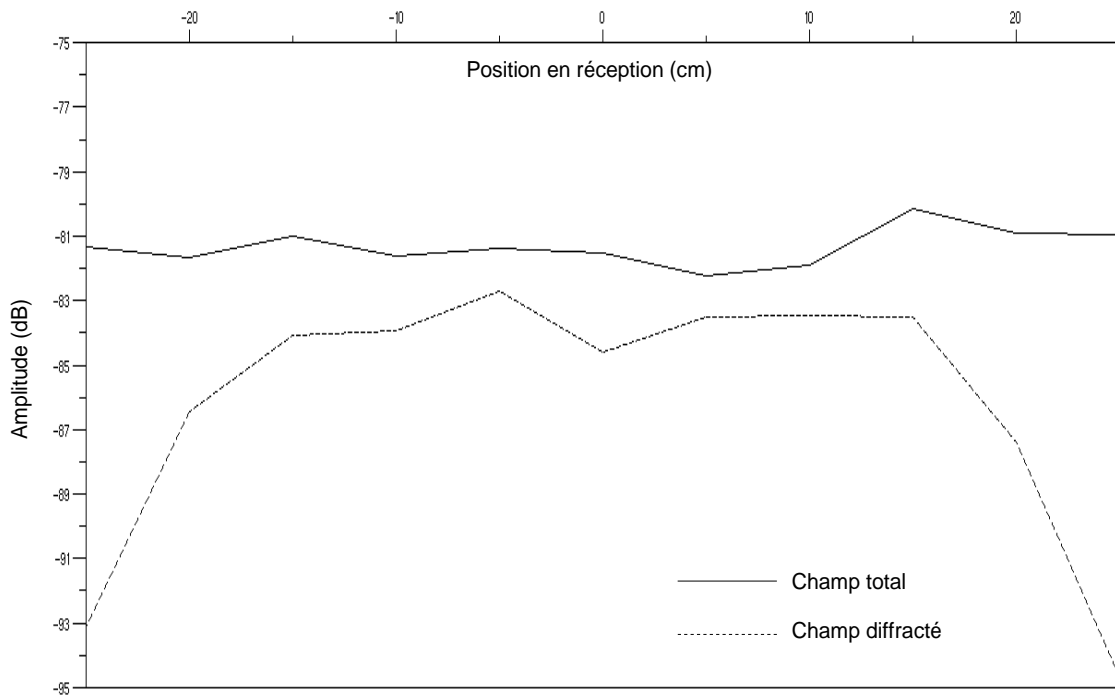


Figure IV.5 : Module des champs total et diffracté en transmission pour le diélectrique

recueillis ne sont pas du tout du même ordre de grandeur que la simulation en raison de la faible puissance d'émission de l'analyseur vectoriel (au maximum  $-10$  dBm) et de l'atténuation pour la portée choisie. Sur la carte du champ diffracté (Fig. IV.4), nous observons bien une amplitude *quasi* uniforme pour une ligne suivant l'axe  $Oy$  placée à  $x = -40$  cm. Et, lorsque la position est plus dépointée par rapport à la cible, à partir de  $|y| > 15$  cm, une décroissance progressive est obtenue. Pourtant les oscillations du champ total, sur la simulation de la figure IV.3, selon l'axe  $Oy$  ne sont ici pas mesurées. Dans l'hypothèse d'une onde plane incidente, nous n'avons pas tenu compte du phénomène d'atténuation et avons considéré que l'amplitude du champ était uniforme dans l'espace. Cela n'est plus valable pour les acquisitions et apporte une explication quant à la mesure obtenue en champ total.

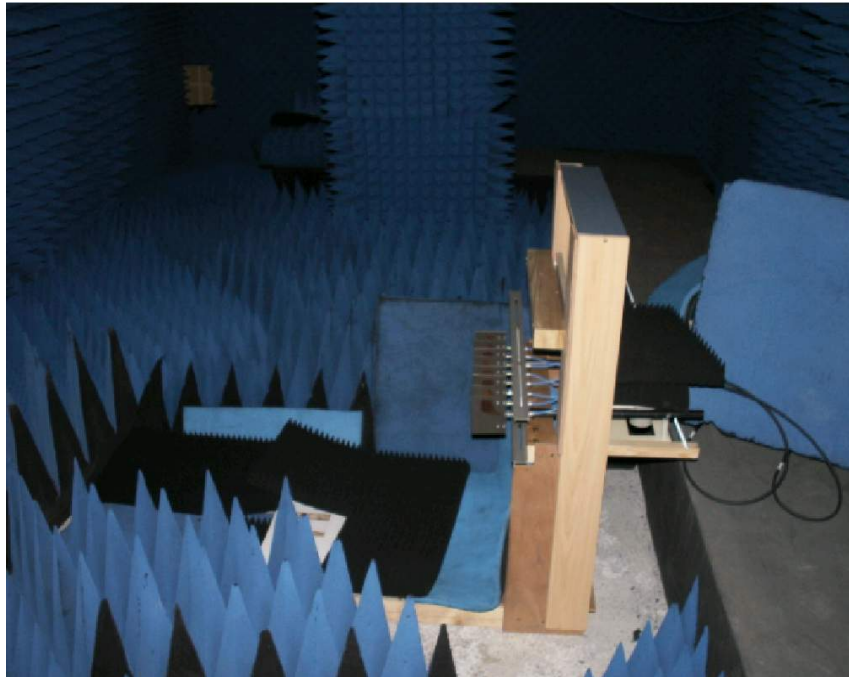
#### IV.2.4. Synthèse

Pour le choix de la cible, la hauteur est limitée à  $1$  m afin de réduire la profondeur de la zone de champ proche vis-à-vis des antennes, sa permittivité choisie autour de  $\epsilon_r = 3$  afin de présenter un contraste suffisant pour la diffraction électromagnétique et sa forme parallélépipédique conduit à des phénomènes de diffraction sur ses arêtes.

Le SIMIS étant orienté vers des applications SPR, nous constatons que les amplitudes disponibles en réflexion sont de niveaux bien inférieurs à celles mesurées en transmission dans le cas d'une cible diélectrique.

### IV.3. Mesures avec le SIMIS

Le radar est placé en chambre anéchoïque. Pour les manipulations, nous construisons une structure de bois composée d'un rail horizontal en vue du placement de la cible et de deux montants verticaux avec renforts transversaux pour soutenir le réseau d'antennes et le multiplexeur microonde. L'analyseur vectoriel et le pilote des interrupteurs sont aussi disposés dans la chambre, le tout est recouvert d'absorbants (Ill. IV.3). L'ordinateur est le seul module qui est placé à l'extérieur de la chambre et pourrait être embarqué sur un chariot de transport avec le système en cas d'utilisation extérieure. Nous utilisons un programme d'acquisition présenté en annexe F, mais suivant le même algorithme que lors d'une acquisition bistatique (Ill. II.9, page 39). Cette première configuration fait l'objet d'une acquisition : nous relevons la mesure du champ incident pour toutes les positions d'émission-réception et sauvegardons ces résultats. Puis nous plaçons la cible à une distance prédéterminée,  $40$  cm dans un premier temps, afin de recueillir la mesure du champ total. L'acquisition du champ incident et du champ total permet de calculer le champ diffracté par soustraction vectorielle terme à terme. Cette opération et les traitements ultérieurs sont réalisés à l'aide de programmes écrits en langage Scilab [SCI03].



*Illustration IV.3 : SIMIS placé en chambre anéchoïque*

Parmi toutes les fonctionnalités, il convient de citer la bibliothèque de fonctions pour le traitement du signal, la prise en charge de graphiques 2D ou 3D, une interface graphique utilisant le langage Tcl/Tk et la gestion de fichiers similaire à celle du langage C.

Avec les paramètres usuels, nous collectons énormément de données : souvent plus de 200 points de fréquence sur 64 configurations d'antennes. Nous voulons visualiser ces mesures dans le domaine fréquentiel, avant ou après les post-traitements. Une interface adéquate a été développée (Ill. IV.4). L'utilisateur est invité à choisir les traces qu'il souhaite afficher. Deux fenêtres sont alors affectées : celle centrale présente le module des champs sélectionnés pour toute la bande de fréquence sur la position donnée, une seconde propose le module et la phase des champs sur toute la ligne de mesure. Cette analogie avec la visualisation dans le domaine temporel des A-scans et des B-scans est désirée : nous avons la possibilité de modifier le programme pour qu'il affiche des données temporelles (la fenêtre du B-scan est alors centrale).

L'analyse des résultats fréquence par fréquence se montre néanmoins fastidieuse à mettre en oeuvre par rapport au volume important de données et n'est pas encore optimisée par l'ajout des fonctions qui sont utilisées pour les post-traitements (pondération des lobes secondaires notamment). L'interface fournit néanmoins une alternative intéressante à la seule fenêtre de visualisation du SIMIS et se destine à être une plate-forme de traitement hors site. Afin de synthétiser les résultats, nous choisirons dans ce rapport de présenter des A-scans : l'image qualitative produite est plus facile à interpréter (hyperboles de diffraction).



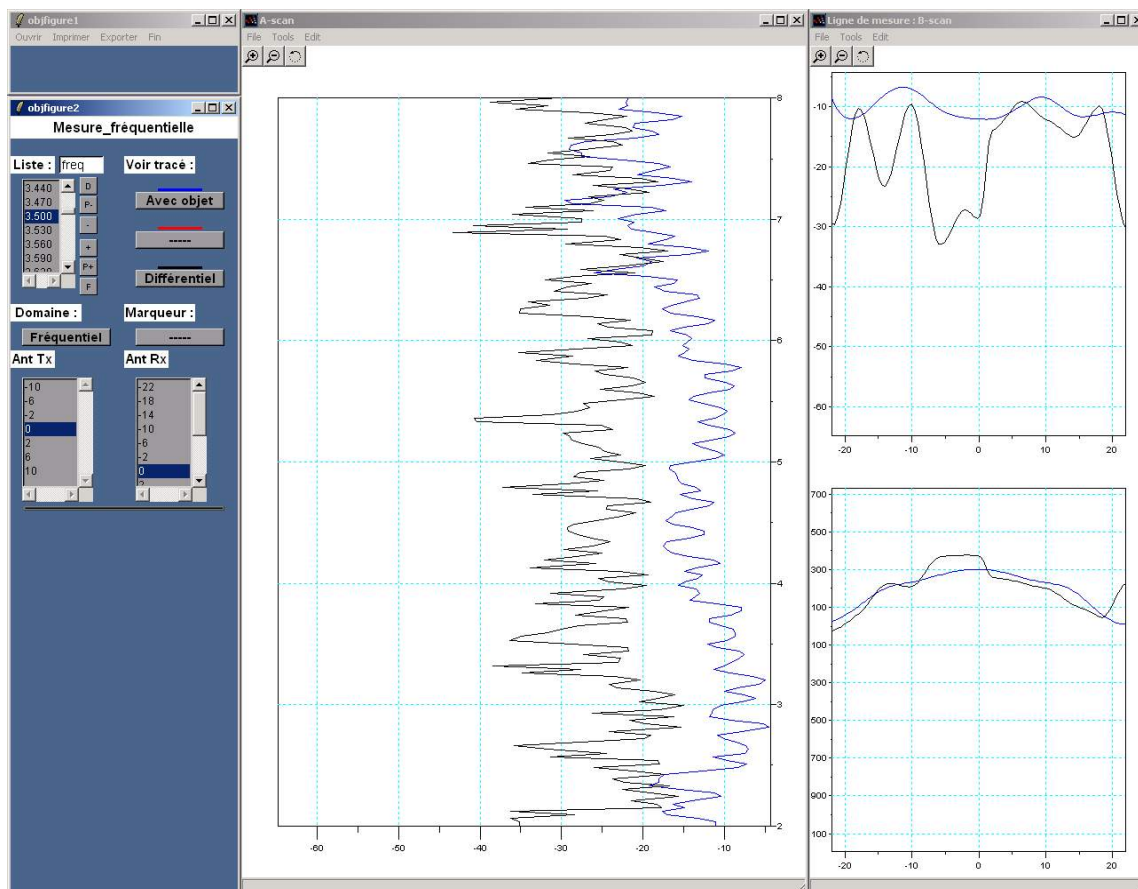
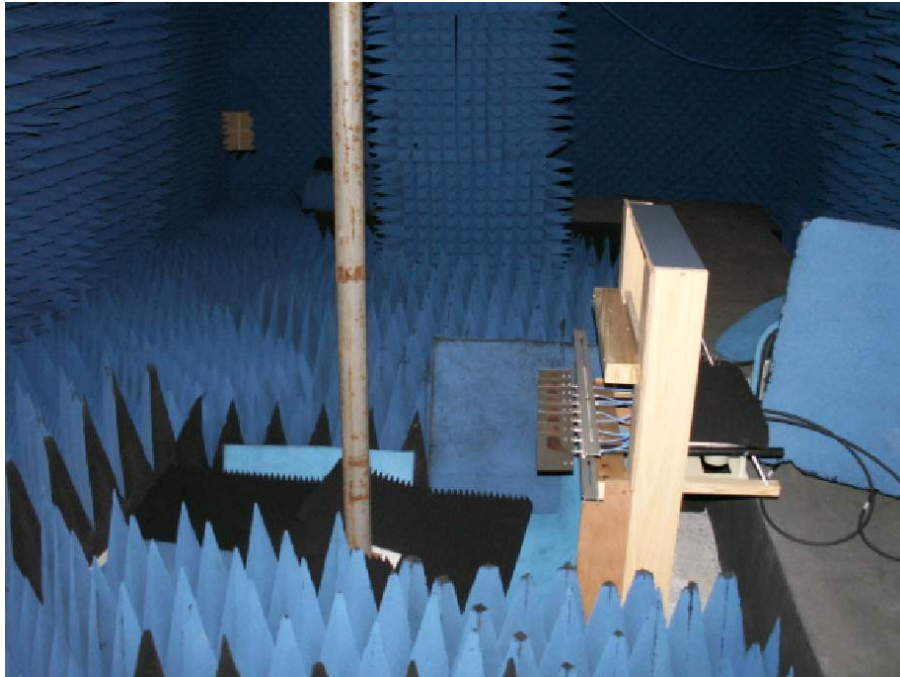


Illustration IV.4 : Interface de visualisation des résultats du SIMIS

### IV.3.1. Cas de la cible métallique

Les mesures et simulations proposées au paragraphe IV.2 ont caractérisé le choix d'une cible diélectrique. Pourtant, nous souhaitons dans un premier temps une alternative plus triviale pour la détection d'objets. Ainsi, un tube métallique de grande longueur disponible dans le laboratoire est retenu. Il présente une hauteur de  $160\text{ cm}$  pour un diamètre de  $7\text{ cm}$  et, malgré une peinture écaillée et des surfaces de rouilles disparates, doit afficher des caractéristiques de diffraction assez uniformes. Nous plaçons cet objet sur un support adapté, avec une liaison glissière avec le rail, et montrons la photographie de cette manipulation (Ill. IV.5) :



*Illustration IV.5 : SIMIS confronté à un cylindre métallique*

L'objet est aligné sur le centre de symétrie du réseau, entre les antennes D et E (topologie du réseau sur l'ill. III.6, page 58). Nous le plaçons à deux distances significatives pour le système,  $40\text{ cm}$  et  $80\text{ cm}$ . Les paramètres de l'impulsion synthétique sont une bande de fréquence  $[2-8]\text{ GHz}$  découpées en  $400$  intervalles de  $15\text{ MHz}$ , une puissance incidente de  $-10\text{ dBm}$ ; nous adoptons aussi un pas spatial de  $5\text{ cm}$  pour le réseau d'antennes. L'ensemble des  $64$  configurations est balayé.

Une fois les données acquises, nous procédons au calcul du champ diffracté et présentons le résultat obtenu avec une pondération de Hamming, l'échelle d'amplitude est laissée en unités arbitraires et la courbe interpolée à l'aide de splines cubiques (Fig. IV.6). La première observation est faite sur la seule mesure dont le couplage inter-antennes n'a pas été supprimé par différence, celle-ci provient du coefficient de réflexion. En dépit d'un retard pour cette même mesure, nous retrouvons par ailleurs la forme d'une hyperbole de diffraction le long de la ligne de mesure. Enfin, durant le reste de l'intervalle d'écoute, le bruit de la mesure est faible devant l'amplitude de la cible.

La méthode des rayons, domaine de l'optique physique, complétée par la théorie géométrique de diffraction (TGD) [KEL62, JEN06], permet en première approximation de donner une interprétation des résultats. Nous rappelons les principales hypothèses de la méthode de l'optique physique :

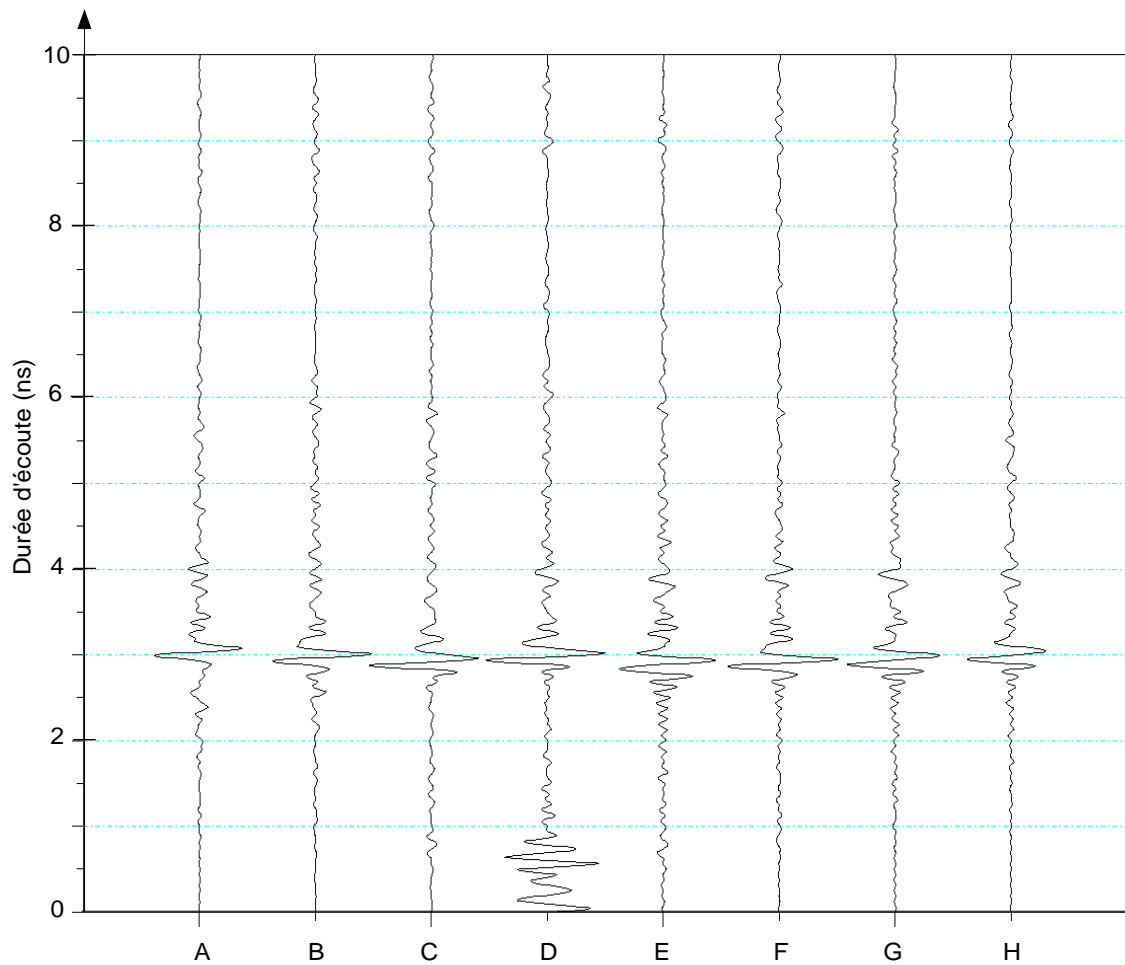


Figure IV.6 : A-scans de la cible métallique, portée 40 cm, avec couplage. Antenne D émettrice

- la direction d'onde est spécifiée par la normale aux plans équiphasés (rayons),
- les rayons se propagent en ligne droite dans un milieu homogène, ils se réfléchissent tangentiellement aux surfaces,
- la polarisation est constante le long d'un rayon dans un milieu isotrope.

Les corrections apportées par la TGD précisent que :

- l'éclairement de l'objet par une onde incidente génère des ondes diffractées. L'objet est vu comme une source secondaire et re-rayonne un champ diffracté,
- les ondes diffractées proviennent de l'incidence de rayons sur les surfaces et sur les bords de l'objet,
- le champ diffracté en un point de l'objet est une fonction linéaire du champ incident sur ce point et d'un coefficient de diffraction.

La prise en compte de ces hypothèses aboutit à une carte des rayons (Ill. IV.6) :

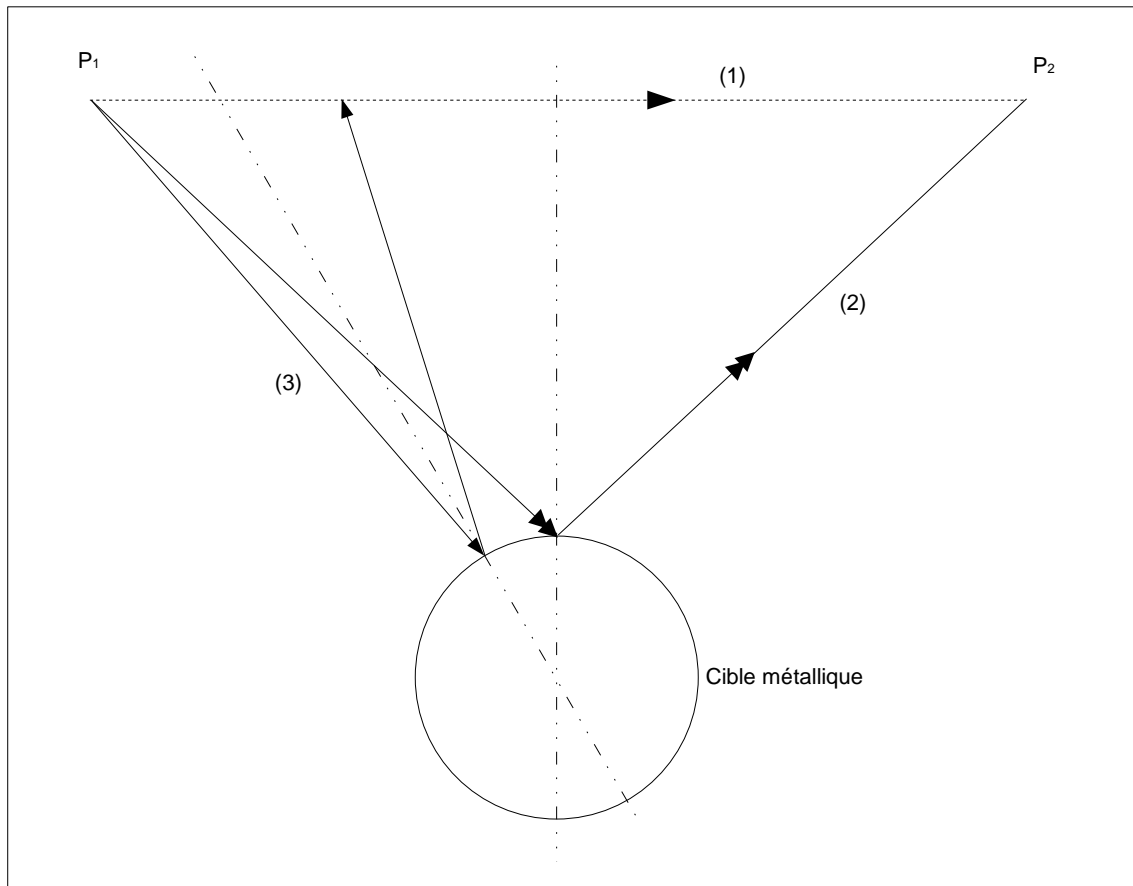


Illustration IV.6 : Carte des rayons pour le cylindre métallique

La ligne de mesure s'étend entre les points de l'espace  $P_1$  et  $P_2$ . Quel que soit le pas entre les antennes et la position de la cible, nous recevons toujours une première contribution liée au couplage (1). Celle-ci demeure en l'absence de cible, nous parvenons en effet à supprimer le couplage par différence dans la plupart des cas. Par ailleurs, pour une antenne du réseau il n'existe qu'un seul rayon qui tangente la surface de la cible pour l'atteindre (2). Hormis la distance de propagation, chaque antenne reçoit donc la même contribution de la part de la cible métallique comme en témoignent les amplitudes de la figure IV.6.

Dans la suite, nous limitons l'excursion temporelle. Le bruit résiduel au delà de la cible est négligeable, la borne supérieure sera réduite. Le couplage non supprimé par différence sera ignoré en augmentant la borne inférieure de la fenêtre de visualisation. L'interpolation des données est conservée, les A-scans ainsi modifiés sont proposés (Fig. IV.7). Sur chaque A-scan, nous représentons l'instant théorique d'apparition de l'écho de la cible – marqueurs rouges – calculés à partir de l'optique physique. Nous voyons plus nettement le retard de propagation lorsque le signal est issu de la mesure du coefficient de réflexion (antenne D). Pour les autres A-scans, les échos sont presque idéalement placés, l'hyperbole de diffraction est clairement visible.

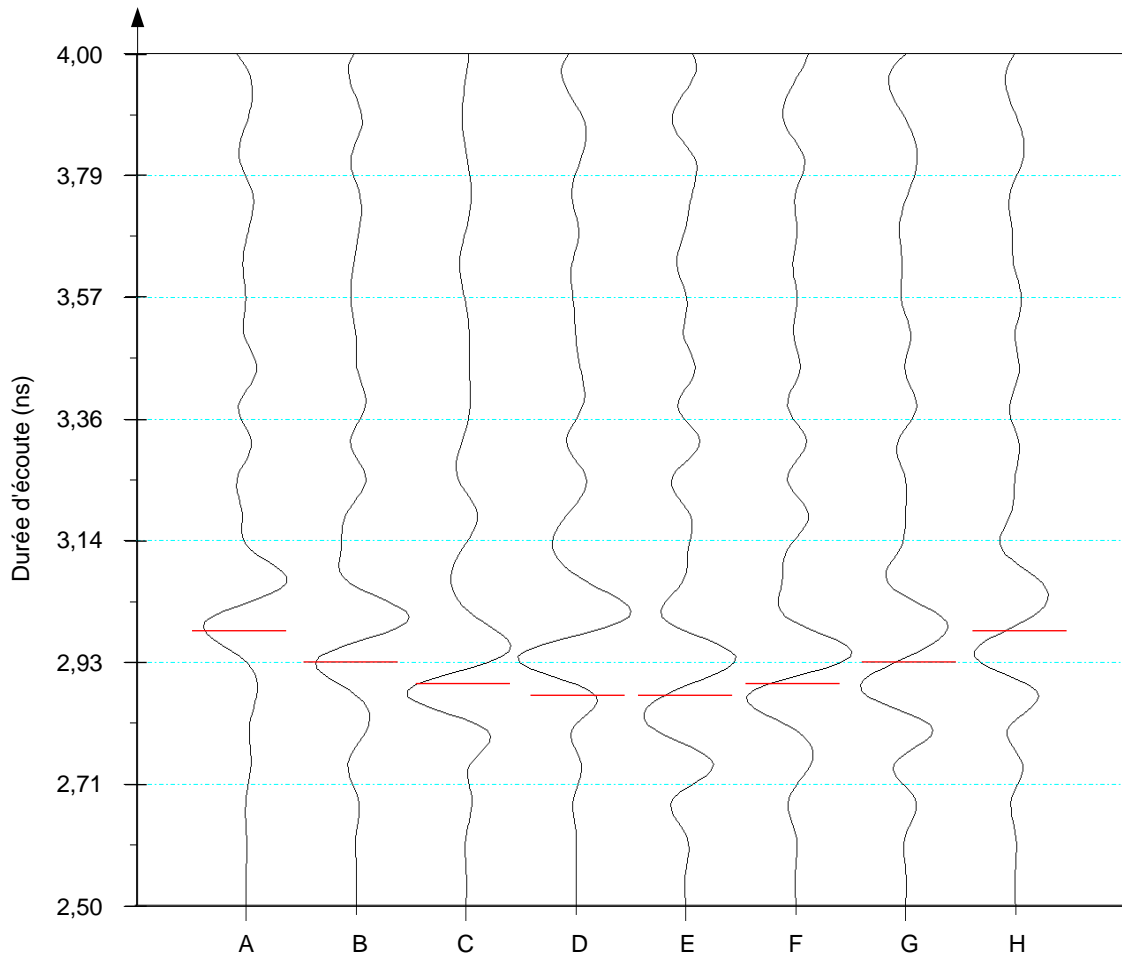


Figure IV.7 : A-scans de la cible métallique, portée 40 cm. Antenne D émettrice

Après la validation d'une mesure pour une antenne d'émission donnée, nous cherchons à montrer le caractère symétrique du réseau. Nous présentons les A-scans obtenus à partir d'antennes d'émission symétriques par rapport à la cible, soient les antennes A et H (Fig. IV.8). Les amplitudes des A-scans sont comparables, mais un terme de phase vient décaler temporellement les deux hyperboles. En effet, nous pensons qu'il s'agit plus d'un problème de positionnement que de symétrie : la masse de l'objet et son centre de gravité très haut par rapport au sol font beaucoup travailler le support. Ce dernier ne soutient l'objet que sur quelques centimètres, nous n'avons pas été en mesure de régler son inclinaison pour atteindre une verticale absolue. Nous étudions aussi la dynamique de détection sur le signal reçu, à partir du bilan des puissances pour ce trajet par l'équation du radar:

Fréquence (GHz)	2	2,9	4	5	6	8
Atténuation (dB)	15,5	24,7	22,6	20,3	26,4	26,5

Tableau IV.1 : Atténuation liée à la propagation selon la fréquence, distance 40 cm

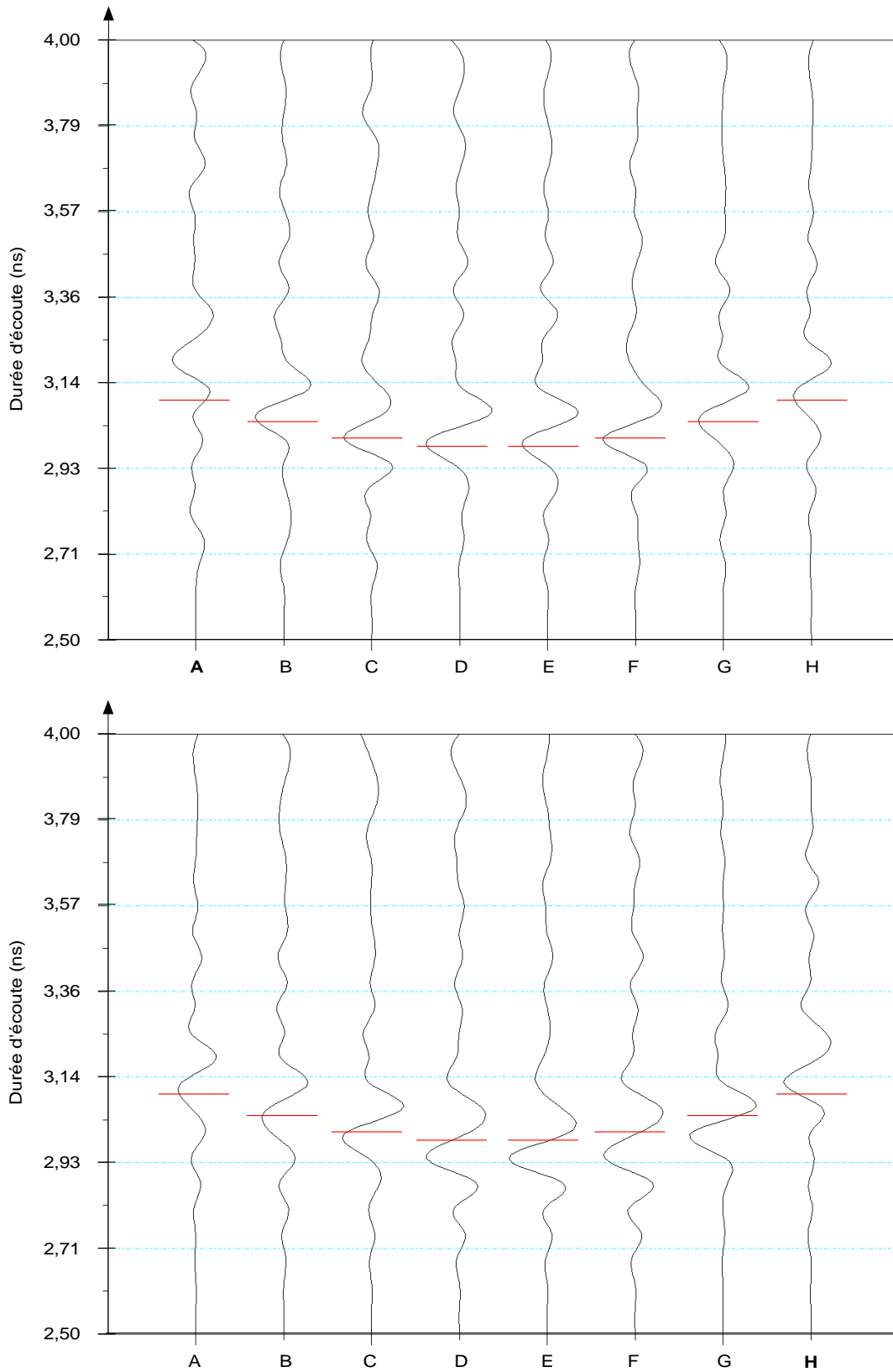


Figure IV.8 : A-scans de la cible métallique, portée 40 cm.  
 Antenne : A émettrice(en haut), H émettrice (en bas)

Ainsi, disposant initialement d'une dynamique de  $90\text{ dB}$ , nous pouvons compter au mieux sur une valeur de  $63\text{ dB}$  pour la distance  $40\text{ cm}$ . Nous poursuivons l'étude de la cible métallique en la reculant à la distance de  $80\text{ cm}$  (Fig. IV.9), ce qui nous laisse présumer d'un

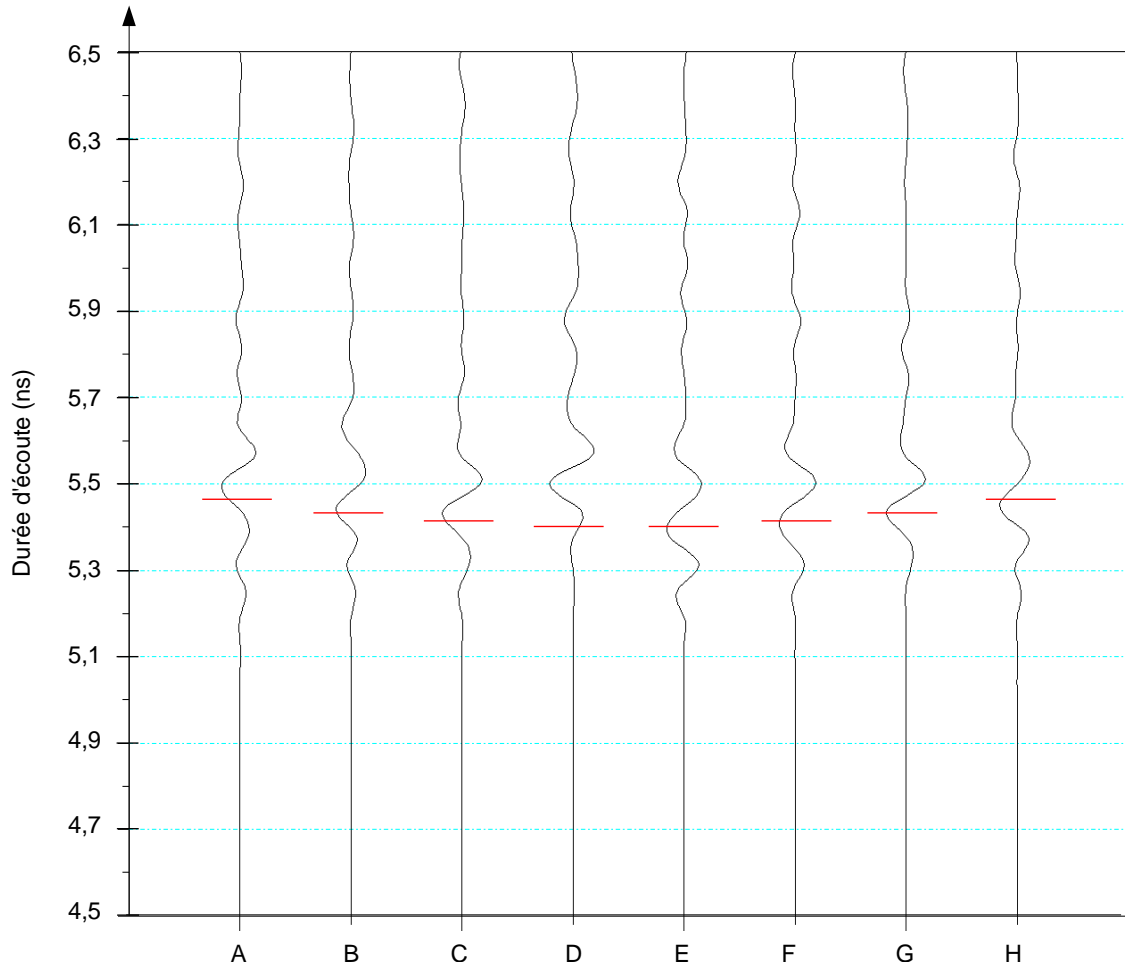


Figure IV.9 : A-scans de la cible métallique, portée  $80\text{ cm}$ . Antenne D émettrice

écho de cible à partir de l'instant  $t > 5,33\text{ ns}$ . De plus, une atténuation de  $7\text{ dB}$  ( $\sim 2,24$ ) est attendue sur l'amplitude. L'hyperbole de diffraction présente une convexité plus petite car l'angle d'ouverture sous lequel la ligne voit la cible diminue (de  $52^\circ$  à  $25^\circ$ ). Les niveaux d'amplitude relevés sont plus faibles, nous retrouvons une atténuation d'environ un facteur 2. Nous proposons dans la suite les A-scans des antennes A et H (Figure IV.10 et IV.11). La symétrie est conservée, le décalage sur la mesure en réflexion est toujours présent. En reculant la cible, le comportement du radar est resté le même : l'hyperbole de diffraction est visible sur les deux figures IV.10 et IV.11. Son rayon de courbure augmente lorsque la cible est éloignée. La symétrie du réseau est presque validée, mais en raison d'un objet de grande hauteur nous ne pouvons réellement compenser l'inclinaison subie. Enfin, la perte d'amplitude entre les deux distances est significative, d'un facteur 2 comme estimé à l'aide de l'équation du radar.

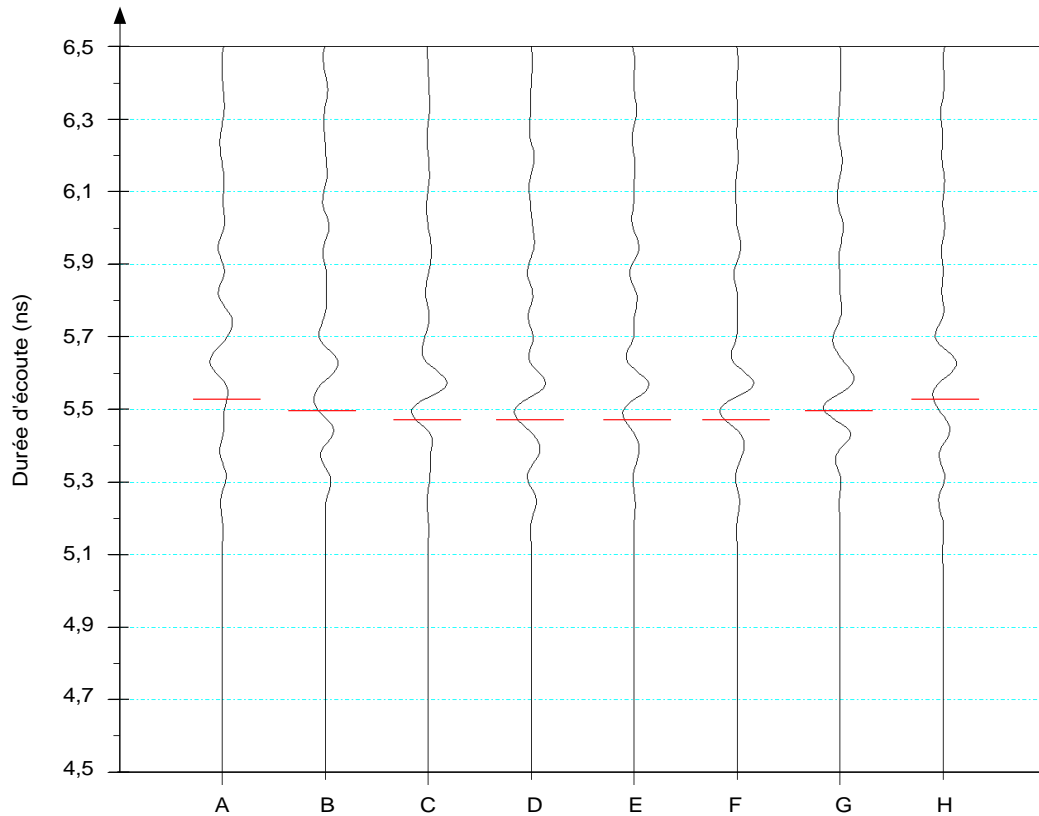


Figure IV.10 : A-scans de la cible métallique, portée 80 cm. Antenne A émettrice

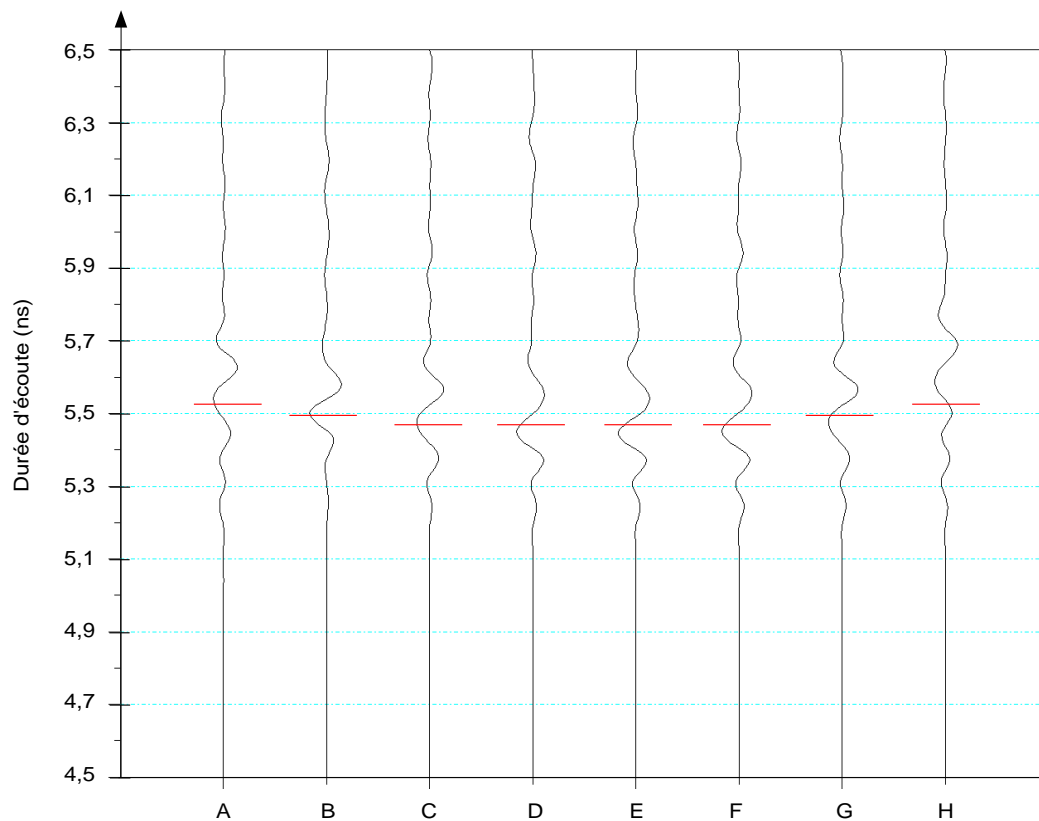


Figure IV.11 : A-scans de la cible métallique, portée 80 cm. Antenne H émettrice



Nous présentons enfin le champ total obtenu à 40 cm par l'antenne D (Fig. IV.12) afin d'étudier s'il est possible de détecter la cible en s'affranchissant de la mesure sans objet (difficile à acquérir dans un problème de détection subsurface). La figure IV.12 conserve les caractéristiques de celle déjà présentée pour l'étude du champ diffracté (Fig. IV.7) :

- des amplitudes importantes, même si le rapport signal à bruit est plus faible,
- un décalage des impulsions sur la partie droite de l'hyperbole, lié probablement au positionnement de l'objet,
- une mesure en réflexion translatée par rapport à sa position théorique.

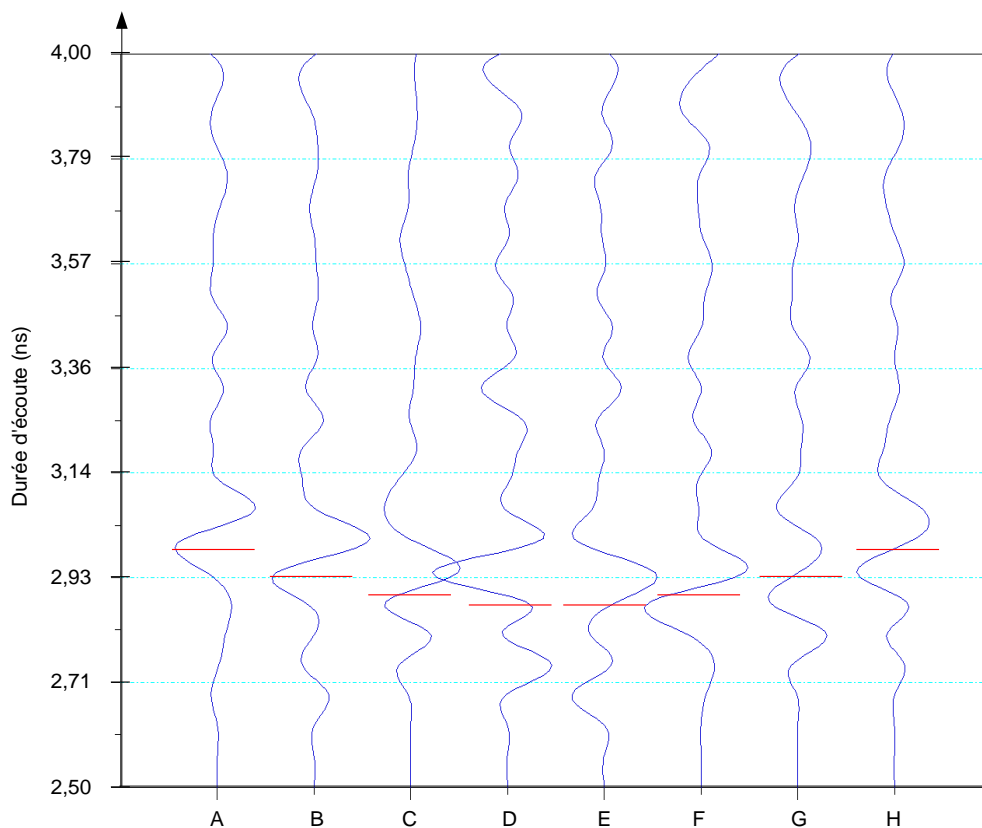
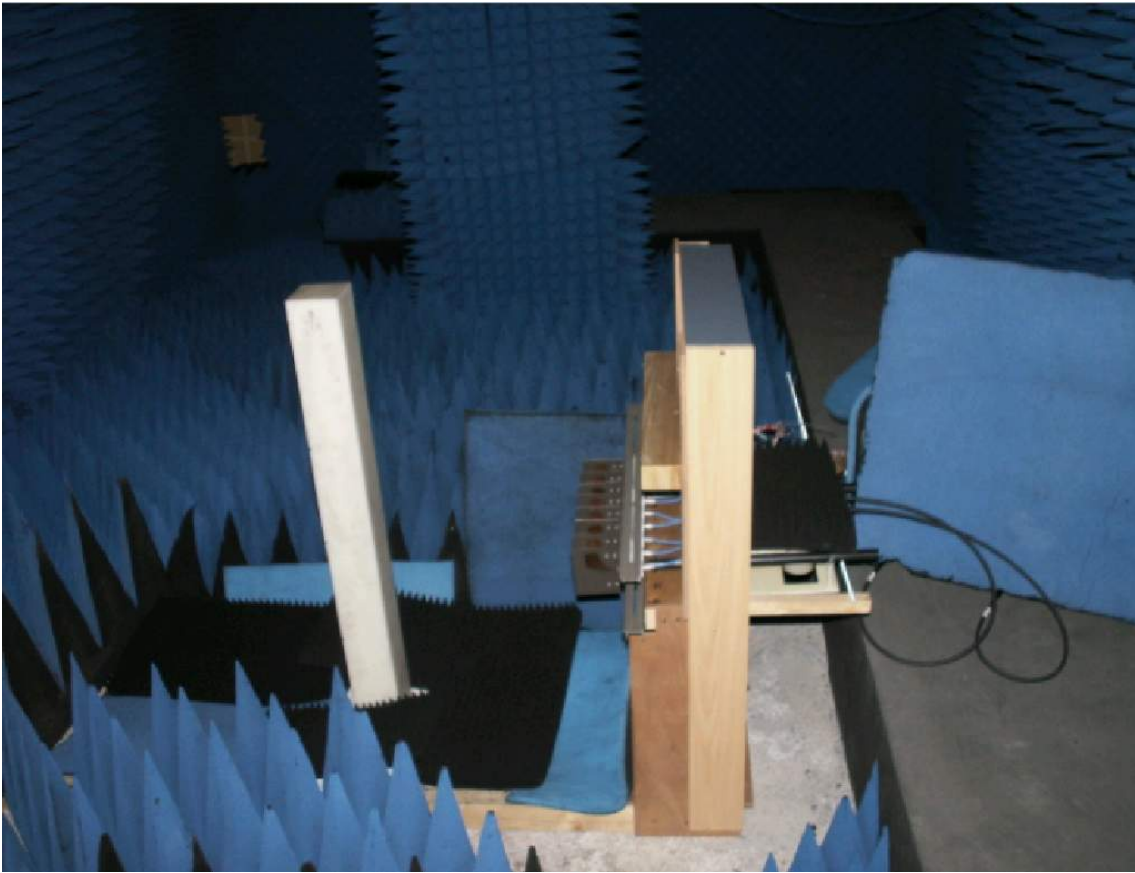


Figure IV.12 : A-scans du champ total, portée 40 cm, Antenne D émettrice

### IV.3.2. Cas de la cible diélectrique

Nous étudions maintenant le cas du cylindre diélectrique de section carrée, que nous plaçons à la distance de 40 cm. La simulation a montré que l'amplitude du champ diffracté disponible pour une acquisition en réflexion était faible (cf Fig. IV.4). Le support est modifié pour le recevoir, l'inclinaison de l'objet est mieux contrôlée. La photographie IV.7 illustre la manipulation :



*Illustration IV.7 : SIMIS confronté à un parallélépipède diélectrique*

Pour procéder aux acquisitions, nous conservons les mêmes paramètres pour le champ incident. De plus, une pondération par la fenêtre de Hamming est appliquée sur les résultats ainsi que la suppression du couplage inter-antennes. Nous avons calculé un instant à partir duquel l'objet devait être détecté,  $t > 2,67 \text{ ns}$ . Après avoir identifié les hyperboles liées à la cible sur les mesures, nous réduisons l'intervalle d'écoute pour raison de clarté. Une première image provenant de l'antenne D en émission est produite (Fig. IV.13). Sur chacun des A-scans, nous sommes capables d'identifier deux échos distincts, qui dessinent deux hyperboles. Les instants des échos relatifs à la face avant de l'objet s'insèrent correctement après la valeur calculée. Nous supposons que le second écho traduit la diffraction par la face arrière de l'objet. Cette interprétation est liée au comportement de la réponse impulsionnelle d'un milieu stratifié (Ill. IV.8). Pour la première interface, gradient positif sur la permittivité, un pic positif est enregistré avant un autre négatif, pour un comportement de type inductif. Lors de la seconde transition, gradient négatif pour la permittivité, c'est le comportement dual. La permittivité  $\epsilon_r$  de la cible est supérieure à celle de l'air, nous suivons bien un comportement inductif lors de la diffraction air-cible avant de s'aligner sur un modèle capacitif lors de la diffraction cible-air. Parallèlement, l'amplitude diminue fortement avec l'éloignement du centre de la ligne de mesure : elle est

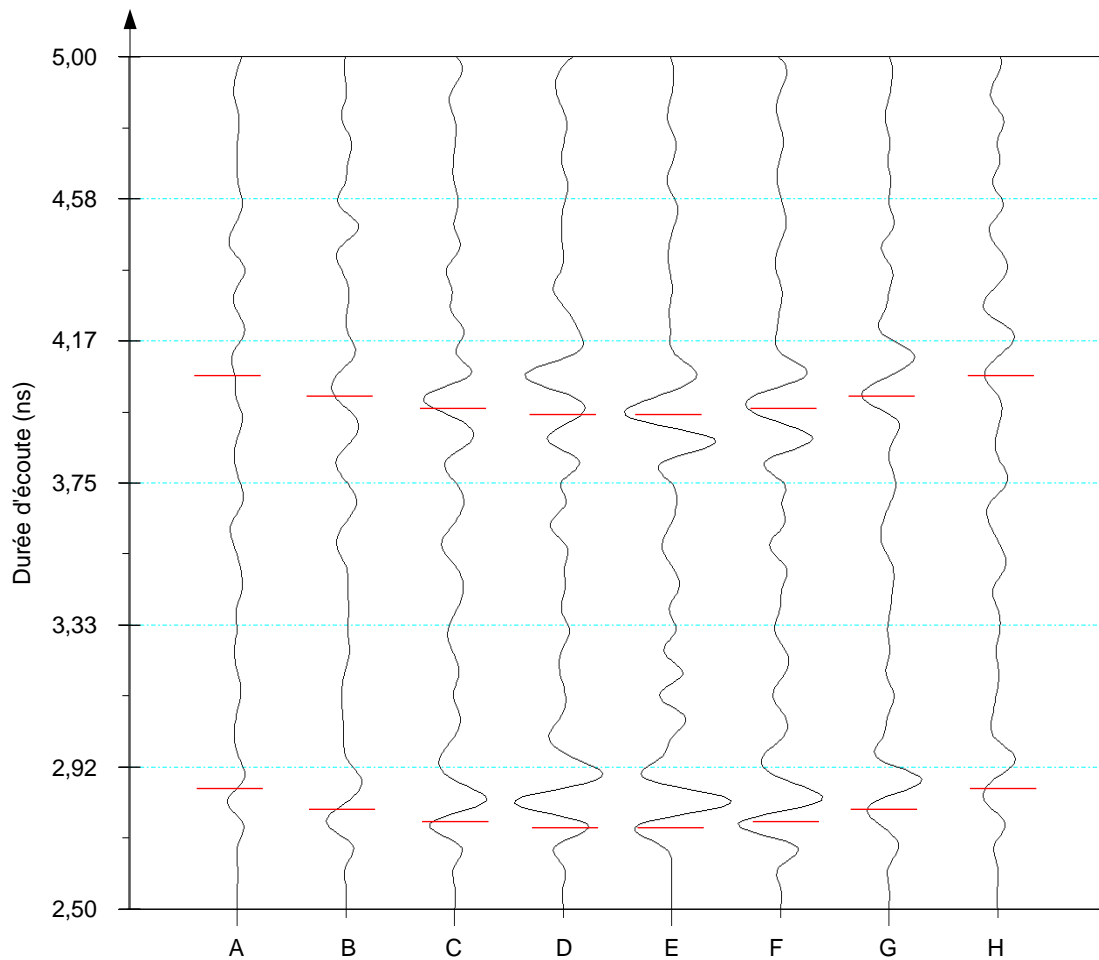


Figure IV.13 : A-scans de la cible diélectrique, portée 40 cm. Antenne D émettrice

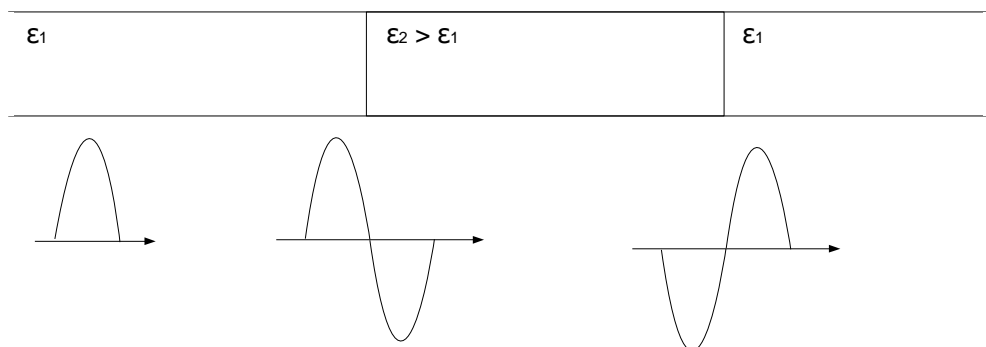


Illustration IV.8 : Réponses impulsionnelles observées durant la propagation dans un milieu stratifié

satisfaisante dans l'axe de l'objet, beaucoup plus faible lorsque l'angle de dépointage augmente. Ces observations sont interprétées en première approximation à l'aide de la théorie géométrique de la diffraction et nous incluons une carte des rayons afférente à la cible (Ill. IV.9) :

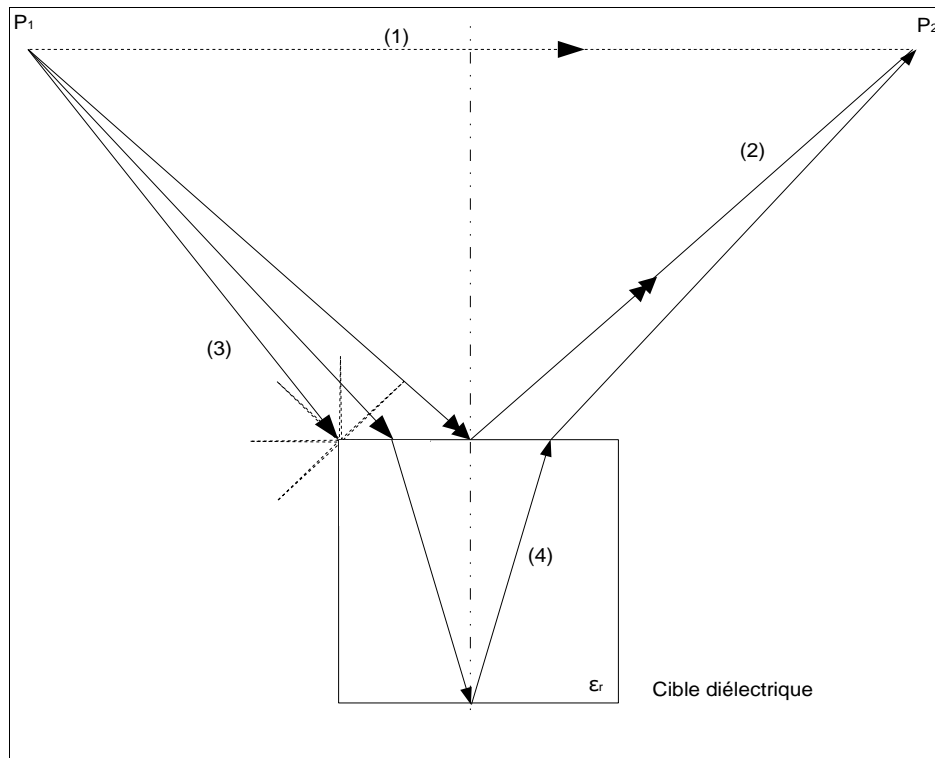


Illustration IV.9 : Carte des rayons pour le cylindre diélectrique en espace libre

Pour un module d'antennes donné, nous collectons donc quatre contributions distinctes. Tout d'abord un terme de couplage direct parasite (1) que nous supprimons par traitement. Le second facteur est prépondérant : la réflexion dans la direction spéculaire (2). Pour le cylindre diélectrique, il s'agit de la rétrodiffraction de la face avant, conséquence des courants induits. Pour une cible de section carrée, nous relevons aussi une diffraction de la part des arêtes (3) dans toutes les directions de l'espace, notamment celle d'incidence. Enfin, l'établissement de courants de polarisation à l'intérieur de la cible fournit un dernier terme au champ diffracté (4). L'indice de réfraction est alors calculé à partir de la loi de *Descartes-Snell*. Nous pouvons donc confirmer nos résultats car :

- la diminution d'amplitude le long de la ligne est directement reliée à l'écartement par rapport au rayonnement spéculaire,
- si l'antenne d'émission est dépointée, le rayonnement en réflexion sera de faible amplitude car provenant de la diffraction des arêtes,
- il se produit un phénomène de diffraction à l'intérieur de la cible qui provoque le re-rayonnement de sa face arrière, notamment en direction des antennes.

Nous affichons ensuite les acquisitions obtenues à partir des antennes A et H pour proroger la validation des mesures ( Fig. IV.14 et IV.15) :

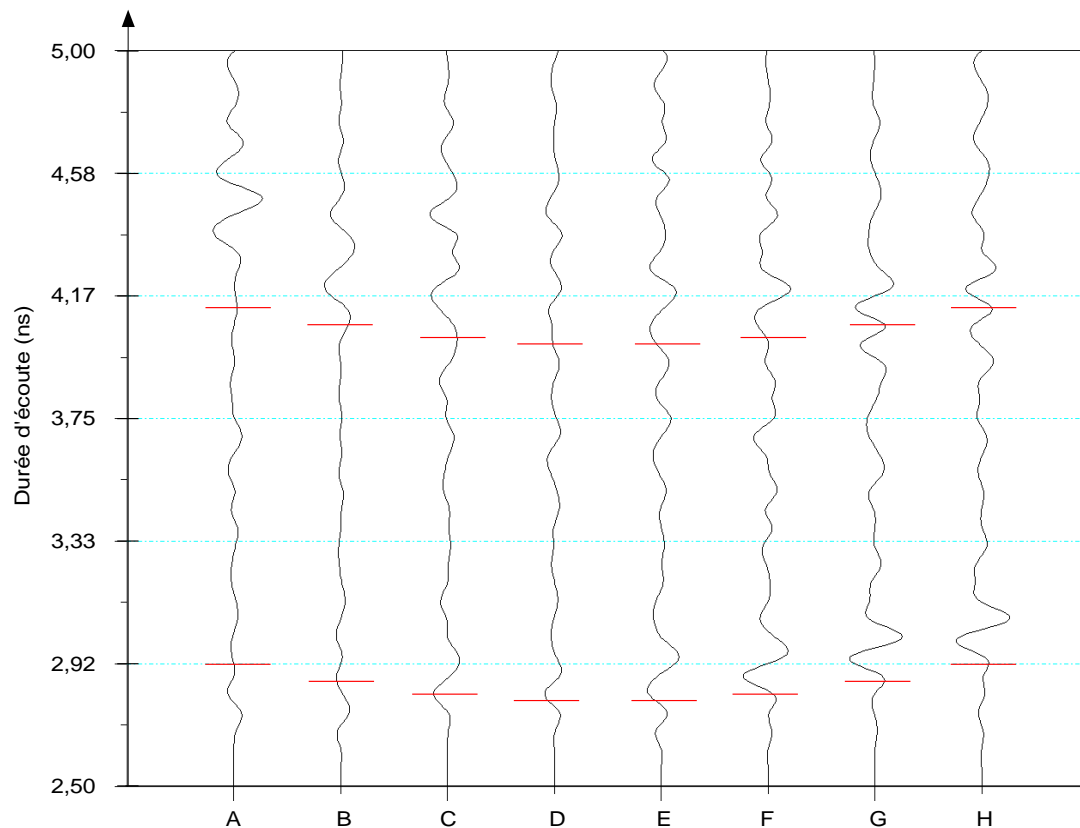


Figure IV.14 : A-scans de la cible diélectrique, portée 40 cm; antenne A émettrice

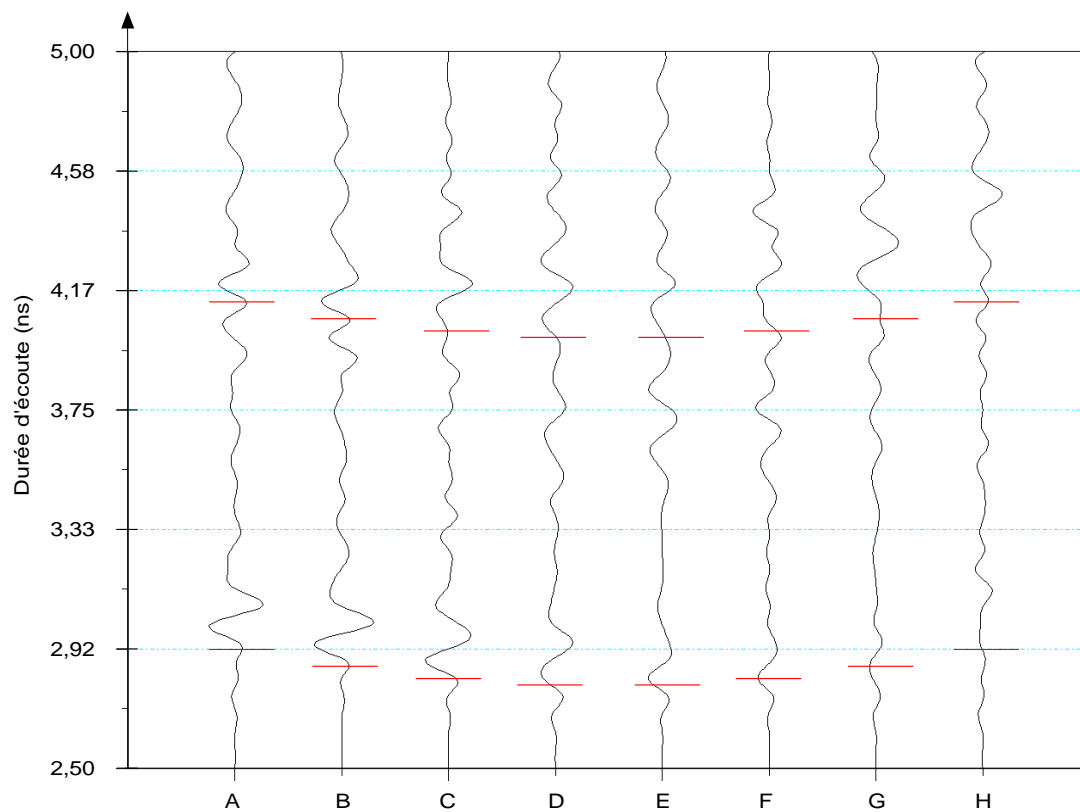


Figure IV.15 : A-scans de la cible diélectrique, portée 40 cm; antenne H émettrice

Lorsque l'antenne d'émission se trouve décalée par rapport à la cible, le rayonnement spéculaire produit une forte amplitude sur le champ diffracté à l'autre bout de la ligne de mesure; cette réponse est d'ailleurs retardée par rapport aux marqueurs. À l'inverse, pour une mesure du coefficient de réflexion (Fig. IV.15 antenne H), les arêtes seules contribuent au champ diffracté : son amplitude est beaucoup plus faible; son retard coïncide avec la théorie. Ceci facilite beaucoup la détection transverse (cf Fig. IV.13) mais le problème de diffraction est donc beaucoup plus complexe que prévu, il ne peut être interprété dans cette configuration à l'aide de la méthode des rayons. Toutefois, l'association de ces deux réponses pour une cible diélectrique autorise une bonne détection en raison de leur caractère symétrique. Les amplitudes diffèrent légèrement, nous ne voyons aucune translation temporelle des A-scans selon leur position symétrique respective. Enfin, la baisse de l'amplitude du champ diffracté est problématique. En éloignant la cible, les comportements identifiés aisément risquent d'être moins discernables. Nous plaçons donc la cible à la portée de  $80\text{ cm}$ , les A-scans fournis par l'antenne D en émission sont proposés (Fig. IV.16). L'atténuation de  $7\text{ dB}$  entre les deux distances est relevée sur les antennes centrales, mais celles en périphérie du réseau captent sensiblement les mêmes amplitudes. En effet, du point de vue de l'objet, la longueur de la ligne diminue et le champ capté par chaque antenne s'uniformise. Les deux réponses, face avant et arrière de la cible, sont visibles; les hyperboles de diffraction formées voient leur rayon de

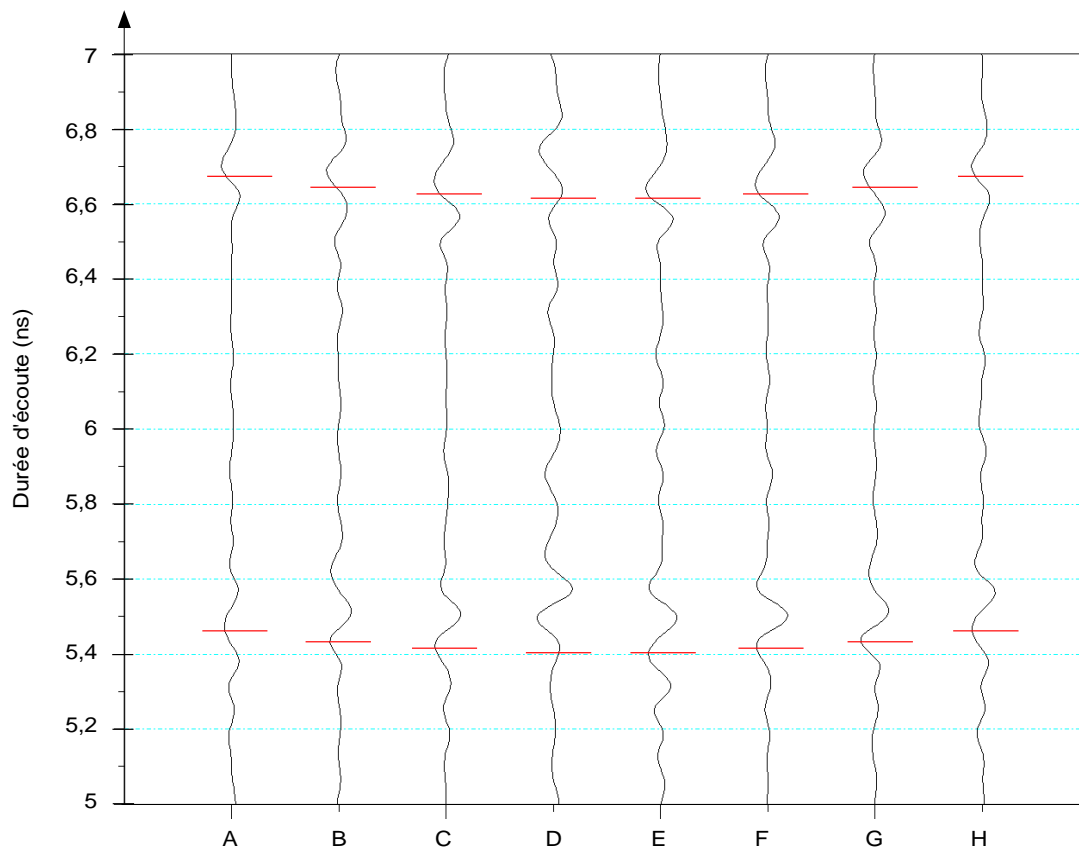


Figure IV.16 : A-scans de la cible diélectrique, portée  $80\text{ cm}$ ; antenne D émettrice

courbure augmenter. La mesure en réflexion est toujours entâchée d'un retard, mais les occurrences théoriques des autres impulsions s'accordent mieux avec les mesures que pour la distance précédente. En éloignant la cible des antennes, nous nous rapprochons du cas d'une diffraction par un diffuseur ponctuel. Nous souhaitons maintenant vérifier la qualité des résultats pour les antennes A et H (Fig. IV.17 et IV.18). L'uniformisation des A-scans est aussi

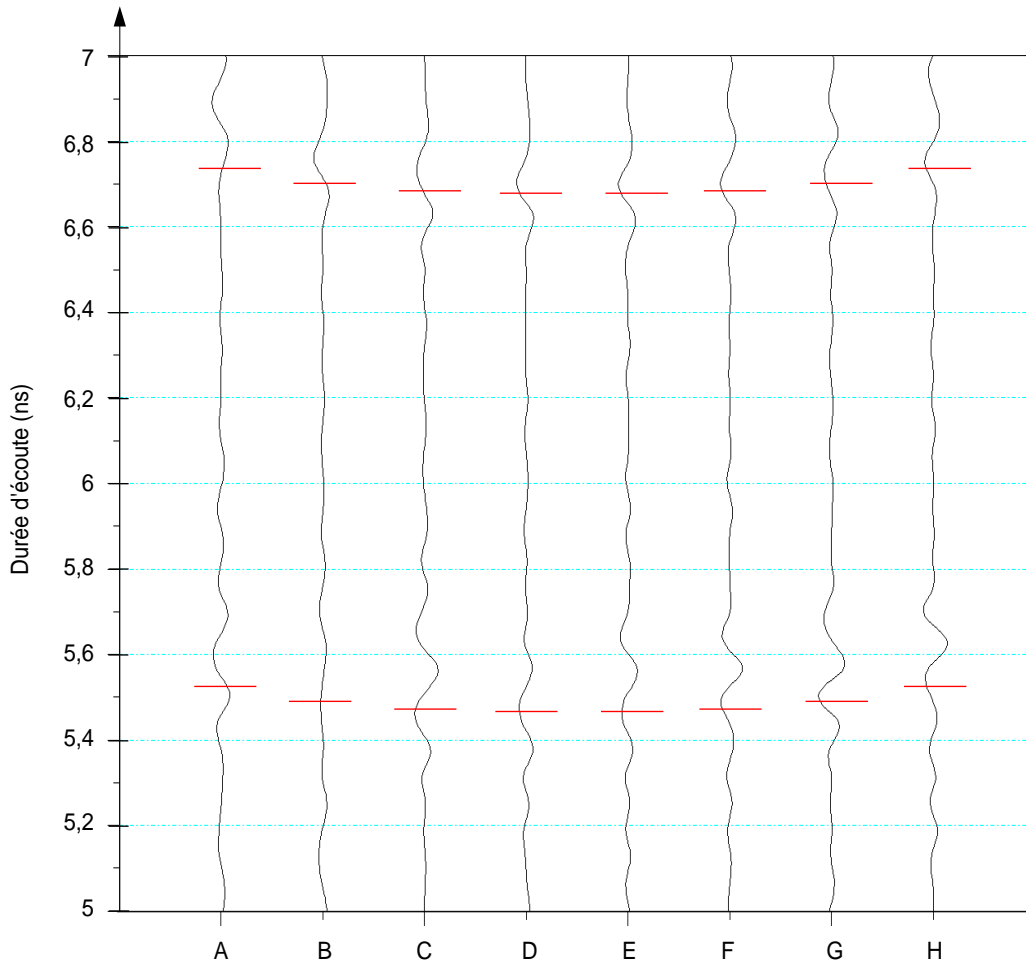


Figure IV.17 : A-scans de la cible diélectrique, portée 80 cm; antenne A émettrice

observée et, hormis quelques mesures, il y a coïncidence avec les instants théoriques pour la face avant de la cible. Les échos liés à la face arrière sont plus réguliers, il devient plus approprié de les comparer à leur occurrence théorique : la plupart sont en avance (pic négatif de l'impulsion), ce qui limite encore notre approximation issue de l'optique.

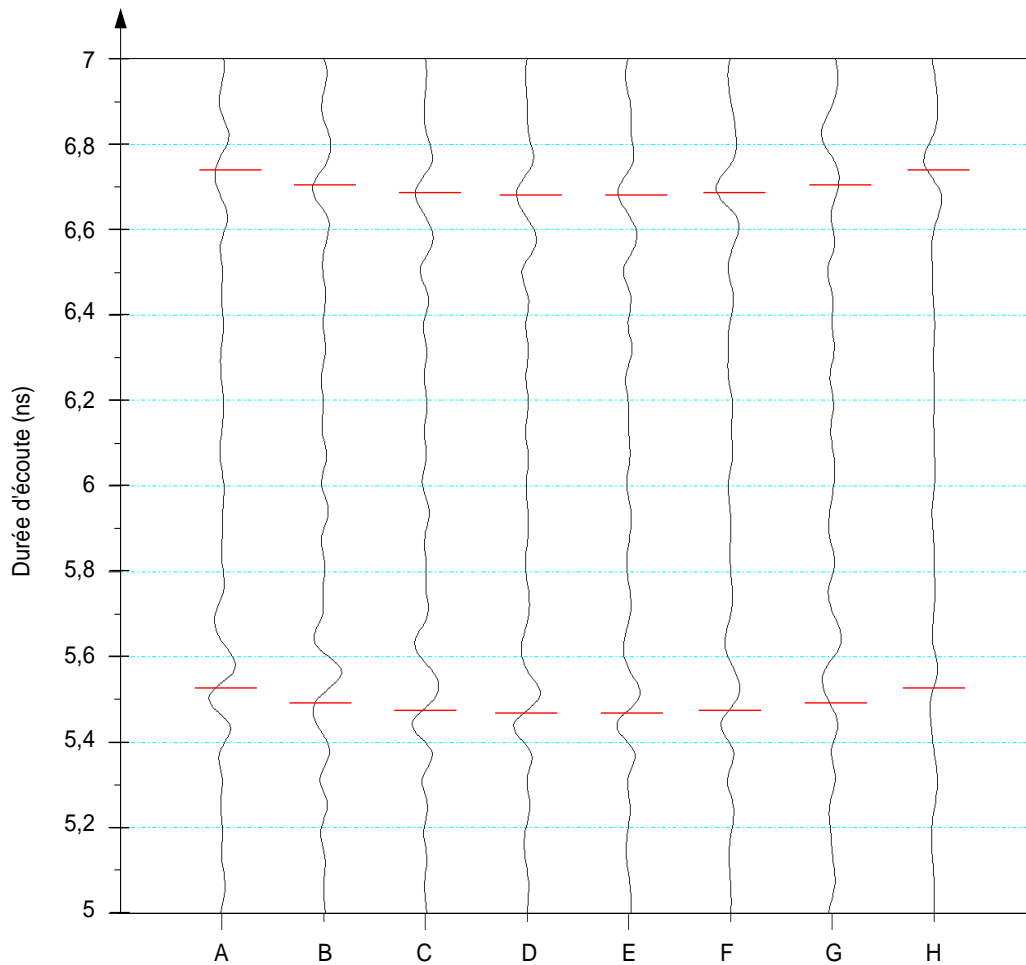


Figure IV.18 : A-scans de la cible diélectrique, portée 80 cm; antenne H émettrice

Ainsi, nous avons validé le fonctionnement du SIMIS en présence d'une cible diélectrique jusqu'à la portée de 80 cm. Nous tentons à présent de reculer l'objet à la distance 100 cm par rapport aux antennes. L'atténuation supplémentaire est de 2 dB, réduisant la dynamique des mesures à 54 dB (Fig. IV.19). La prévision de l'écho se situe à partir des instants  $t > 6,67$  ns, ce qui se vérifie sur les A-scans. La propagation des ondes à l'intérieur de la cible fournit encore une information sur la face arrière. Nous remarquons qu'il y a peu de différences entre chacun des A-scans, mis à part le décalage associé à chaque antenne du réseau. En changeant l'antenne d'émission, nous ne sommes pas capables de retrouver des niveaux d'amplitude suffisants : informés sur la présence de la cible, nos connaissances *a priori* nous permettent de la localiser. Il n'en serait pas de même lors d'une phase de détection en aveugle. En l'absence de futurs traitements, nous pensons avoir atteint la limite de portée pour le radar au regard de la cible dans cette configuration.



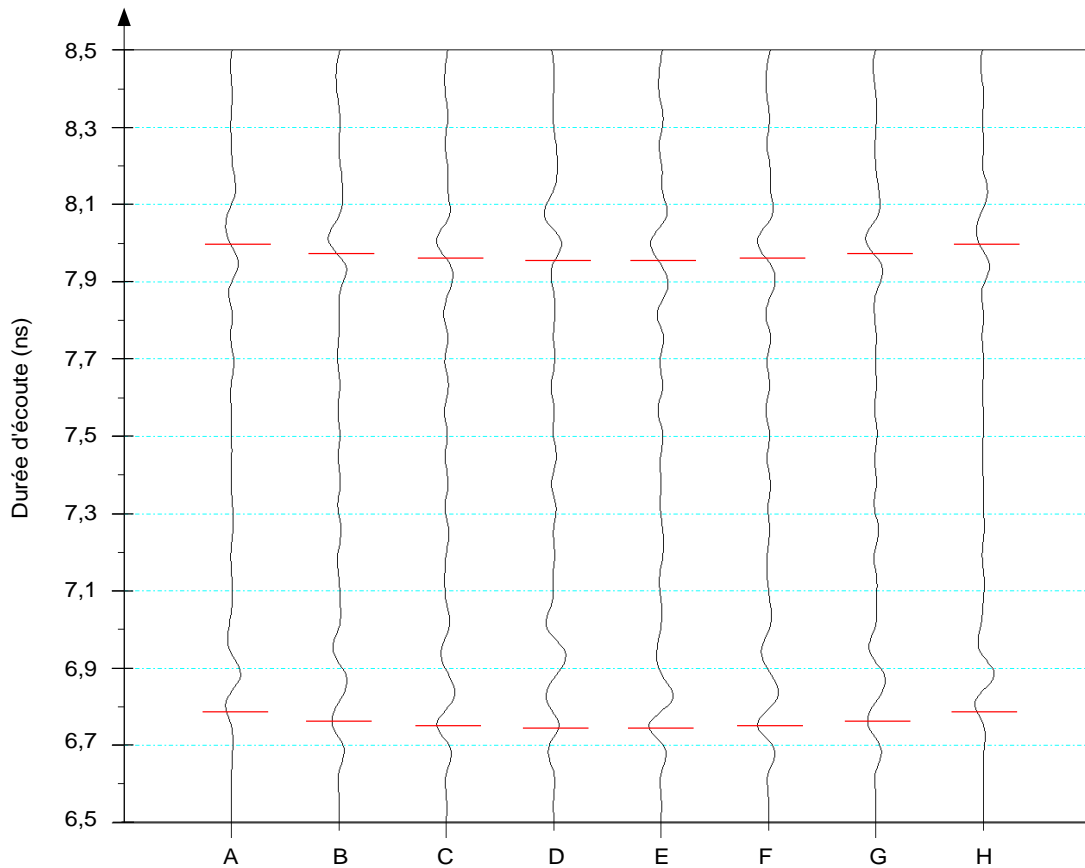


Figure IV.19 : A-scans de la cible diélectrique, portée 100 cm; antenne D émettrice

### IV.3.3. Synthèse

Nous avons mené deux campagnes de mesures en chambre anéchoïque avec le SIMIS. La première cible choisie permet de valider le système. Le cylindre métallique montre un comportement uniforme face au rayonnement électromagnétique, ce qui autorise sa localisation longitudinale avec la connaissance du milieu. Les niveaux d'amplitude étant élevés, nous pouvons l'éloigner du réseau d'antennes en conservant des impulsions nettes sur les A-scans.

Puis, le cylindre diélectrique de section carrée a été placé devant le radar. En nous inspirant de la méthode des rayons, nous parvenons à identifier jusqu'à quatre contributions au champ diffracté capté par les antennes. L'une d'elles, le couplage, n'est pas un élément constructif en détection et est supprimée durant les post-traitements. Puis grâce au réseau d'antennes, nous sommes capables de localiser transversalement la cible. En effet, le maximum de rayonnement se situe dans l'axe des surfaces diffractantes. Une autre information pertinente est interprétée : en raison de courants induits à l'intérieur de l'objet, nous sommes capables de proposer une hypothèse quant à sa forme et sa permittivité. La durée théorique de propagation à l'intérieur de la cible a été calculée à  $1,21 \text{ ns}$  – cette valeur est issue d'une relation linéaire entre

la permittivité et la dimension de la cible. Avec une information *a priori* sur une seule de ces grandeurs, il serait possible de reconstruire un profil pour la cible à partir du domaine temporel. Comme pour la cible métallique, nous procédons à l'éloignement de la cible pour apprécier la diminution d'amplitude du champ diffracté. Il intervient une distance à partir de laquelle il est difficile de détecter l'objet, distance évaluée à un mètre avec comme plus grande longueur d'onde  $15\text{ cm}$  pour le SIMIS. La dynamique de détection sur les mesures est évaluée aux trois distances étudiées, elle s'étend de  $63\text{ dB}$  à  $40\text{ cm}$  pour se limiter à  $54\text{ dB}$  à  $100\text{ cm}$ . Le champ total a été présenté pour la cible métallique, mais dans le cas de l'objet diélectrique ces mesures ne sont pas assez pertinentes. Il faudrait recourir à des algorithmes d'extraction de contours [SAV04].

Enfin, malgré les soins apportés au système dans les chapitres précédents, nous subissons souvent un problème sur la mesure en réflexion à partir du réseau. Le couplage persiste dans la mesure différentielle et doit être supprimé par fenêtrage, la phase des champs est erronée conduisant à un décalage temporel des impulsions. Ces considérations ont mené à l'étude d'une variante du système : en disposant d'une antenne dédiée à l'émission, nous pouvons procéder à l'acquisition séquentielle des huit antennes du réseau en réception. En s'affranchissant donc de la mesure en réflexion, cette alternative devrait montrer un meilleur comportement du radar.

Nous tenons d'abord à rappeler les études numériques du paragraphe IV.2 qui avaient conduit à l'élaboration d'une carte du champ diffracté dans le cas d'une cible diélectrique à la fréquence  $2\text{ GHz}$ . Nous calculons ce champ lors des mesures obtenues par le SIMIS disposé à la distance de  $40\text{ cm}$  et produisons les résultats de la ligne des huit antennes (Fig. IV.20). Sur la simulation (cf Fig. IV.3), nous observons une amplitude *quasi* constante sur le champ total. Ce n'est pas le cas sur la mesure, mais le champ incident est loin de l'approximation d'une onde plane progressive. De plus, le couplage sur la mesure a été supprimé au travers du processus, il contribuait au champ total mais sans que nous sachions dans quelles proportions. Nous nous intéressons plus particulièrement au champ diffracté. Celui-ci est supposé maximum au centre du réseau et décroissant avec l'écartement. Cette observation se vérifie sur la mesure, le manque de symétrie probablement dû au fait que nous ne sommes pas rigoureusement en face de l'objet.

L'analyse de ces courbes assure du bon comportement du SIMIS dans les conditions choisies. La détection d'une cible diélectrique en champ proche est réalisée. Les données recueillies coïncident avec les simulations et permettent de caractériser l'objet.

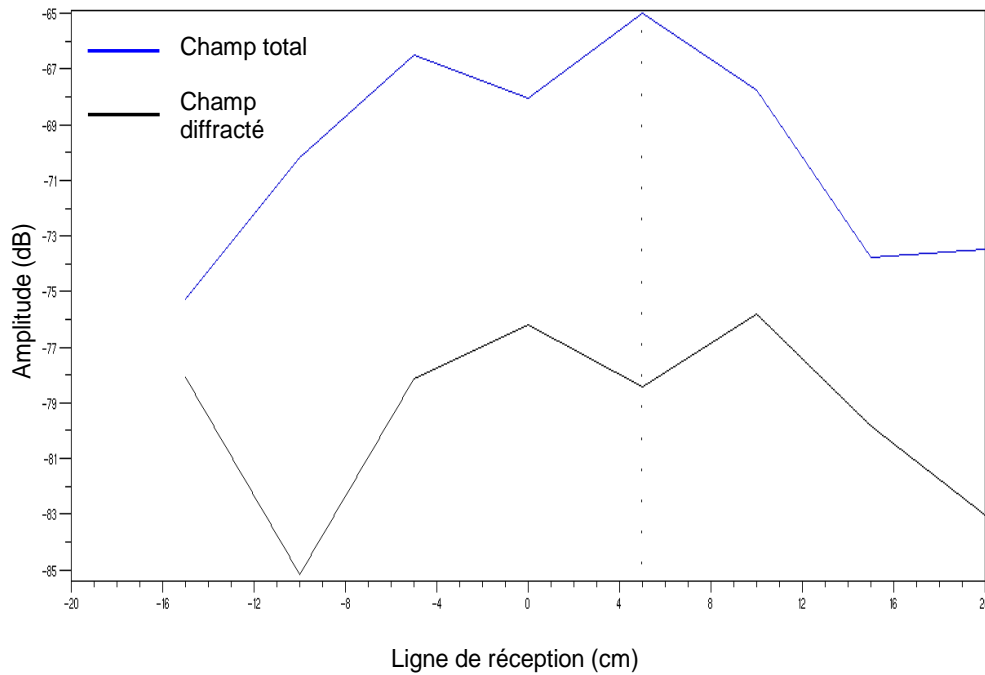


Figure IV.20 : Amplitude des champs total et diffracté sur la ligne. Antenne E en émission

#### IV.4. Mesures en configuration hybride

Les modules du SIMIS sont théoriquement flexibles : chacun des ports de l'analyseur vectoriel peut servir en émission ou en réception, toute antenne peut être utilisée en émission ou en réception. Cependant ce caractère n'est pas avéré dans ces modules. Les performances du port secondaire de l'analyseur de réseau sont moins bonnes que celles du port principal (puissance d'émission moins élevée, dynamique de détection plus restreinte). Le programme de calibrage en tient compte ainsi que le programme d'acquisition : toutes les données, exceptées celles en réflexion, sont issues de mesures en  $S_{21}$ . De plus, nous avons remarqué des artéfacts sur la mesure en réflexion, comme le décalage temporel des impulsions. À partir de ce constat, nous proposons de modifier le SIMIS pour n'effectuer que des mesures en transmission. En rajoutant une antenne au-dessus du réseau existant, nous disposons d'une source spécifique. Il ne reste ensuite qu'à balayer les positions de réception pour débiter le protocole, puis à déplacer l'antenne d'émission pour réitérer les acquisitions. Avec l'un des renforts transversaux, nous disposons d'une ligne avec des encoches dans lesquelles nous pouvons insérer l'antenne d'émission. Celle-ci est placée en position centrale, à la verticale du point de symétrie du réseau, entre les antennes D et E.

Un premier avantage porte sur la phase préparative : il ne suffit plus à l'opérateur que de calibrer le SIMIS sur 8 configurations.

#### IV.4.1. Cas de la cible métallique

Nous plaçons tout d'abord la cible métallique en face de l'antenne d'émission, à la distance de 40 cm. Les paramètres du stimulus demeurent inchangés (cf IV.3.1.). La mesure est inhabituellement collectée hors de la chambre anéchoïque, nous cherchons en effet plus à valider cette configuration en visualisant l'hyperbole de diffraction. L'obtention des A-scans présentés est assujettie à la pondération des lobes secondaires à l'aide d'une fenêtre de Hamming mais n'inclut pas la suppression du couplage inter-antennes (Fig. IV.21). Nous confirmons la disparition *quasi* complète du couplage sur les mesures différentielles.

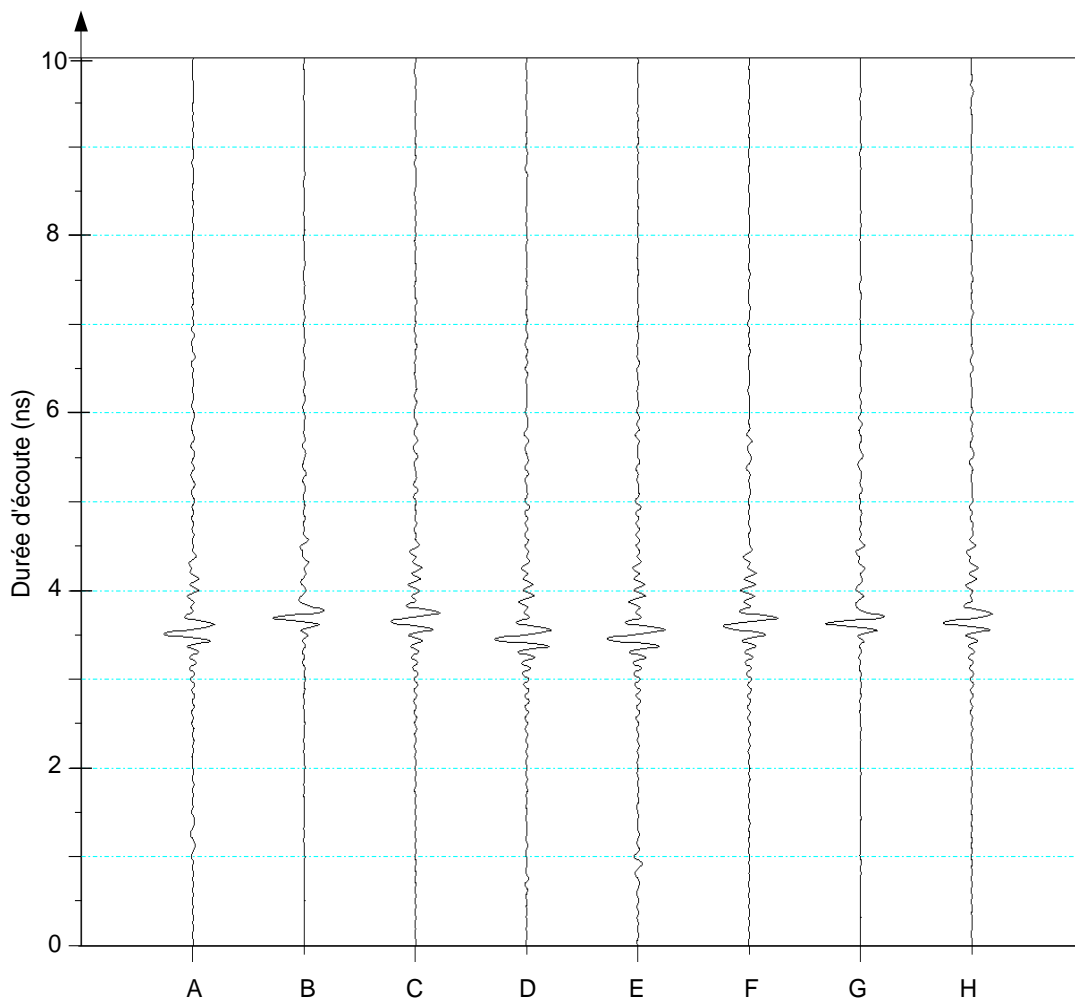


Figure IV.21 : A-scans de la cible métallique à 40 cm en dehors de la chambre; antenne d'émission face à l'objet

L'application de la fenêtre numérique pour le supprimer (cf Fig. III.1, page 61) devient obsolète, évitant toute erreur dans le cas d'une cible située au voisinage des antennes. Nous relevons par ailleurs une baisse de l'amplitude des impulsions. L'étude de la mesure du champ

total nous indique que l'environnement, salle de CAO, présente un bruit ambiant important, qui diminue la dynamique de détection. Enfin, même si la mesure issue de l'antenne A présente un décalage non cohérent, il serait possible de visualiser l'hyperbole de diffraction en rétrécissant la fenêtre de visualisation. Fort de ce résultat, nous remplaçons cet objet par la cible diélectrique.

#### IV.4.2. Cas de la cible diélectrique

La configuration précédente est maintenue, nous présentons les A-scans relatifs à l'objet diélectrique (Fig. IV.22). Un terme de couplage résiduel est observé sur les réponses captées par les antennes C et D. Néanmoins, il peut provenir de manipulations fortuites sur le réseau ou,

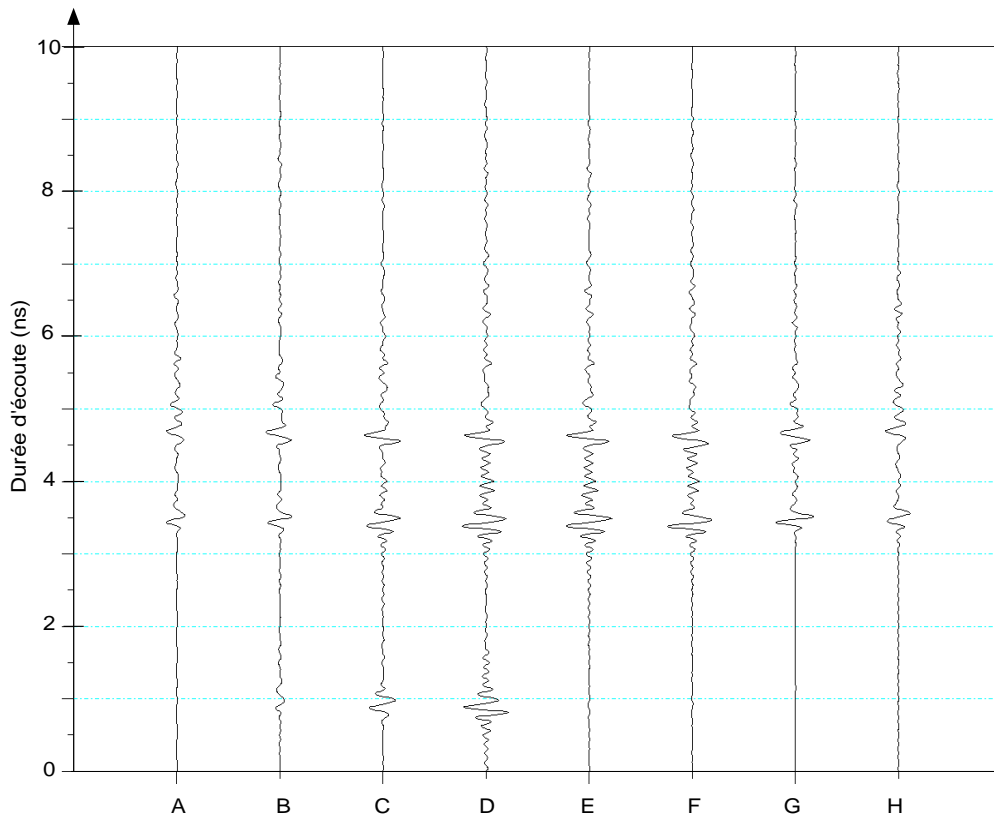


Figure IV.22 : A-scans de la cible diélectrique à 40 cm en dehors de la chambre; antenne d'émission face à l'objet

comme il a pu se produire, de l'incursion d'une personne dans le champ des antennes. Nous choisissons donc de limiter la visualisation au voisinage de la cible (Fig. IV.23). Nous n'avons pas mesuré l'écartement entre l'antenne émettrice et le réseau, les marqueurs théoriques ne peuvent être calculés. Cependant, nous pouvons observer :

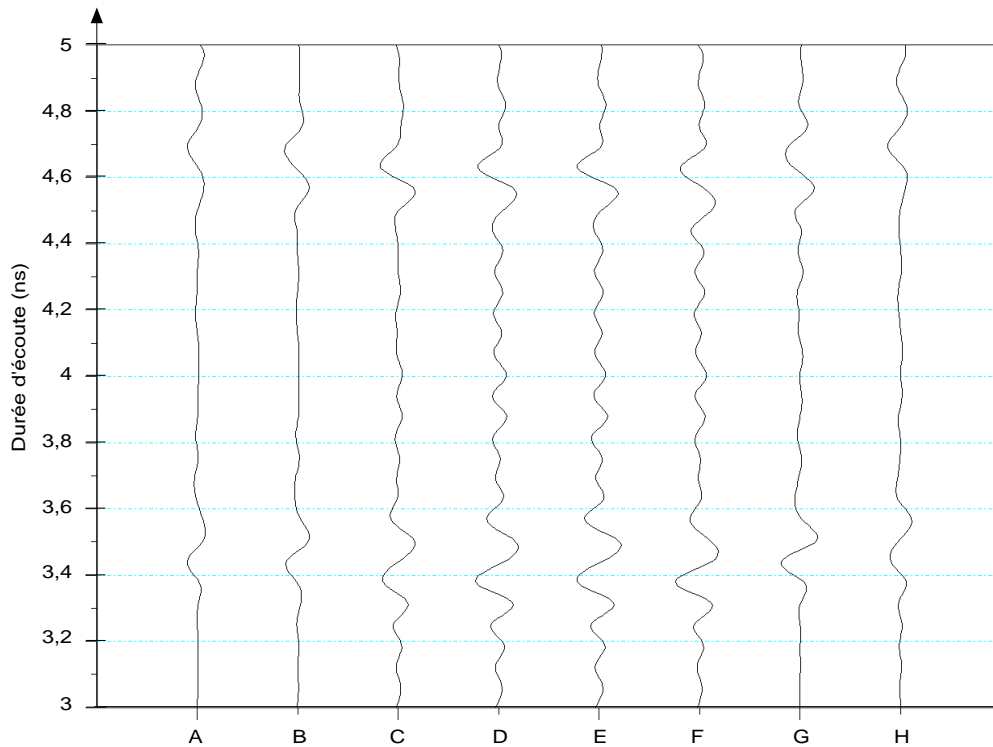


Figure IV.23 : zoom sur A-scans, cible diélectrique à 40 cm en dehors de la chambre; antenne d'émission face à l'objet

- une amplitude maximale dans l'axe, affaiblissement de celle-ci lorsque l'angle d'incidence en réception s'écarte de la perpendiculaire à l'objet,
- l'apparition d'un écho en provenance de la face arrière par diffractions multiples à l'intérieur de la cible,
- la symétrie des échos par rapport au centre du réseau, conduisant à une hyperbole de diffraction équilibrée.

Pour entériner complètement cette approche alternative, nous plaçons le SIMIS en chambre anéchoïque et procédons à 8 acquisitions : l'antenne émettrice est placée successivement au-dessus de chaque antenne réceptrice. Nous étudions pour commencer les A-scans issus d'une position d'émission à la verticale de l'antenne D. Comme la composante du couplage est presque supprimée, nous limitons la fenêtre de visualisation autour de la cible (Fig. IV.24).

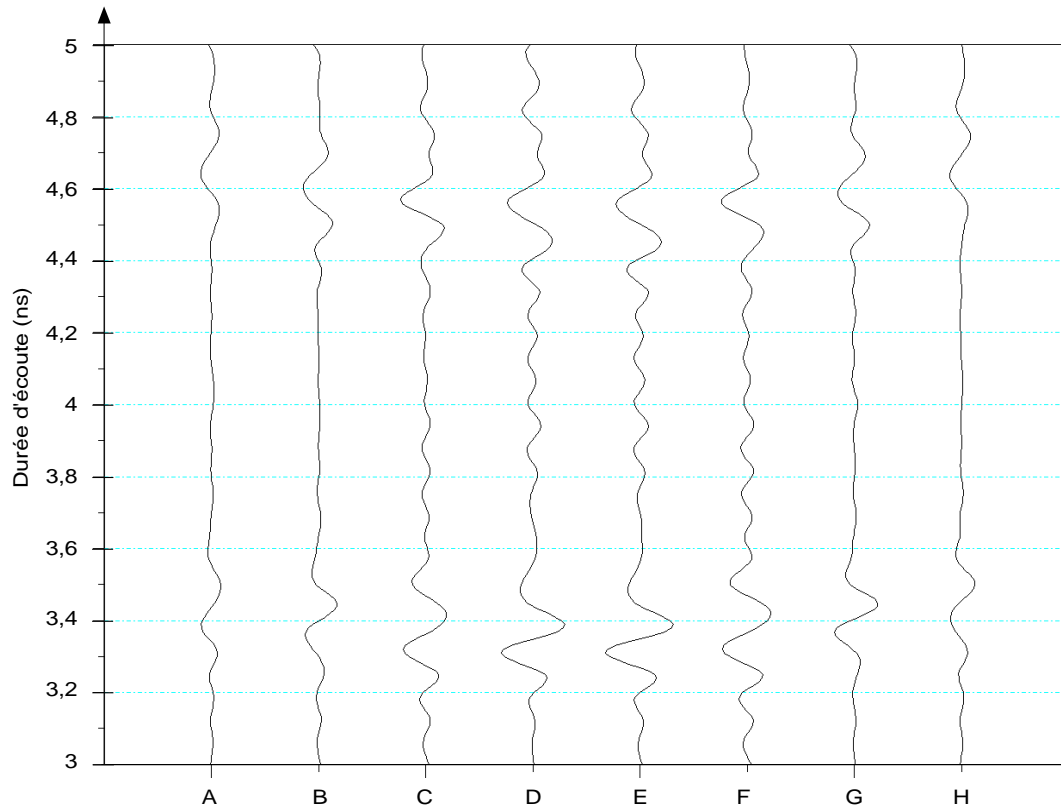


Figure IV.24 : A-scans de la cible diélectrique à 40 cm;  
antenne d'émission au-dessus de D

Nous retrouvons tous les caractères souhaités (amplitude, symétrie, face arrière, etc.) perçus dans la mesure en extérieur. Cependant, par rapport à la même mesure obtenue par le réseau linéaire de huit antennes, l'amplitude maximale de chaque impulsion est plus faible. De plus, l'examen des A-scans collectés pour une antenne d'émission décalée, au-dessus de A ou de H, sont conformes à ceux déjà observés pour le réseau classique. Il nous paraît alors approprié que retracer les A-scans faisant intervenir le champ total, le couplage est ignoré en réduisant l'intervalle de visualisation (Fig. IV.25). Dans le cas du SIMIS en configuration classique, nous n'avons pas été en mesure de proposer des données avec un tel signal à bruit sur toute la ligne de mesure, même si les amplitudes sont légèrement plus faibles. Tous les arguments énoncés concordent donc pour valider le radar dans une utilisation en configuration hybride.

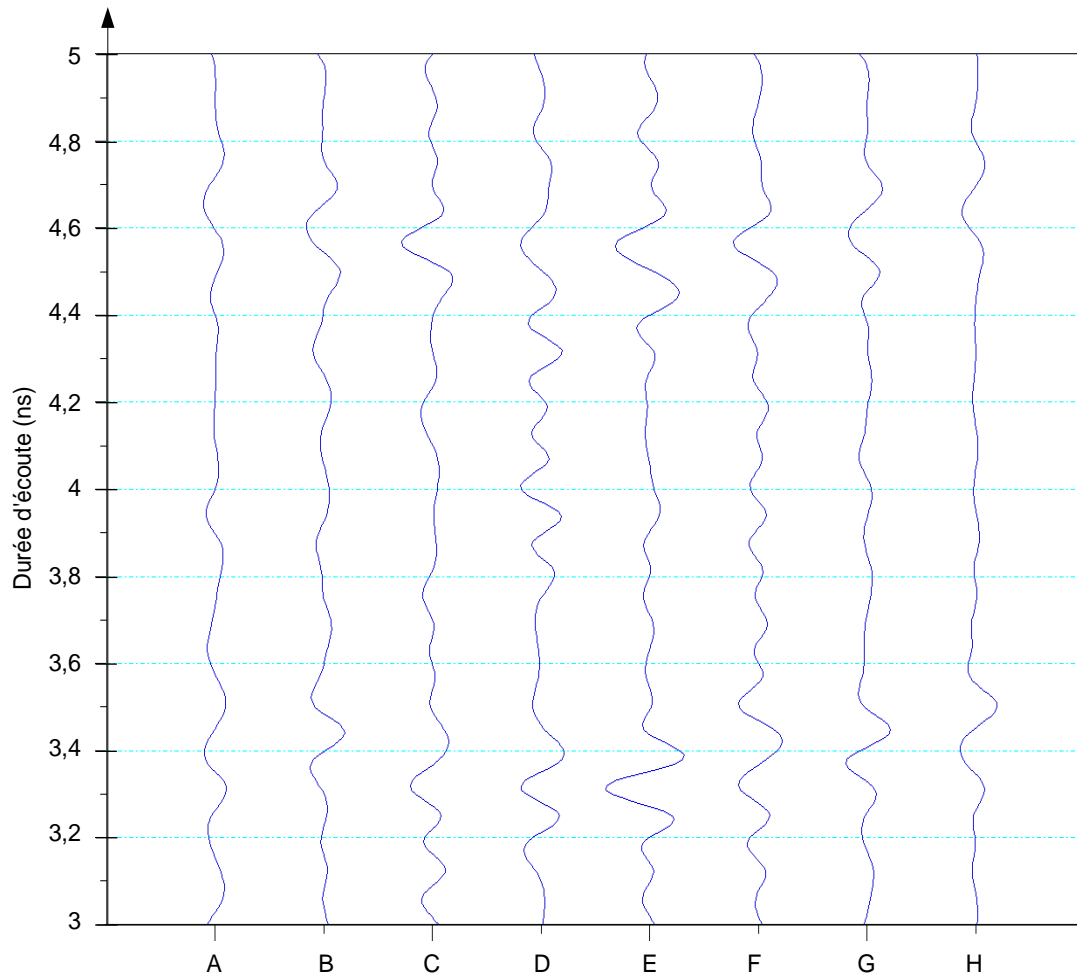


Figure IV.25 : A-scans du champ total de la cible diélectrique à 40 cm;  
antenne d'émission au-dessus de D

#### IV.4.3. Synthèse

Nous avons proposé une alternative effective au regard des problèmes rencontrés lors des mesures en réflexion. Nous utilisons le SIMIS sur deux modes différents *via* l'analyseur vectoriel. L'adjonction d'une antenne supplémentaire sur une autre ligne de mesure située juste au-dessus permet de basculer vers un mode unique d'acquisition. Quoique plus long à mettre en oeuvre (déplacement de l'antenne d'émission pour parcourir le même nombre de configurations que le réseau classique), nous parvenons à collecter des mesures de bonne qualité. Les observations faites dans le cas du SIMIS trouvent écho dans cette approche originale. Ainsi pour une cible diélectrique, nous sommes en mesure d'observer une bonne symétrie dans les A-scans du champ diffracté appropriés. Les impulsions présentent des amplitudes satisfaisantes : importante pour la face avant de l'objet, plus faible pour la diffraction des bords. Cette information nous permet de localiser la cible transversalement. Nous



relevons aussi pour chaque A-scan de la cible diélectrique deux impulsions distinctes : une pour chaque interface air-diélectrique siège de courants induits. Grâce aux instants d'occurrence de ces échos, nous pourrions localiser la cible longitudinalement et proposer un profil de celle-ci si nous ne connaissions qu'une information *a priori* sur sa forme ou sa permittivité. Enfin, nous avons surtout réduit le phénomène de couplage sur le champ diffracté sans aucun traitement numérique, ce qui autorise la détection d'objets proches du réseau d'antennes par mesure différentielle. Il est aussi possible de n'acquérir qu'une mesure du champ total, il faut cependant accepter une zone d'ombre du radar au regard du couplage inter-antennes résiduel. Nous évoquons aussi la perspective d'insérer un étage d'amplification sur le port d'émission, cette possibilité sera envisageable lorsque le milieu investigué est soumis à de fortes perturbations électromagnétiques ou bien, s'agissant d'un sol, présente une absorption importante.

## IV.5. Conclusion

Au fil d'une campagne de mesures menées au LEAT, nous avons étudié le SIMIS pour diverses configurations. Une étude en transmission a été conduite en espace libre. Elle s'est articulée initialement sur la caractérisation d'une cible diélectrique afin de prendre en considération l'aspect champ proche de notre manipulation. Les choix retenus ont été simulés, nous soulignons la faible amplitude disponible en réflexion sur le champ diffracté dans le cas d'un réseau linéaire d'antennes. Lors des expérimentations, nous parvenons à corroborer la simulation du champ diffracté avec celui mesuré, achevant une première phase nécessaire afin de cerner les limites du radar.

Le SIMIS est ensuite disposé dans sa configuration habituelle, il est exploité avec deux cibles particulières. Un cylindre métallique de grande hauteur est placé initialement, les mesures obtenues sont interprétées dans le domaine temporel en s'inspirant de la théorie géométrique de diffraction. Mais c'est avec la mise en place de la cible diélectrique de section carrée que nous collectons les informations les plus intéressantes. En effet, grâce à la ligne de mesure, nous sommes tout d'abord capables de fournir une détection et une localisation transversale de la cible. Cette démarche repose sur l'analyse de l'amplitude du champ diffracté sur les A-scans : maximale lorsque le champ incident éclaire perpendiculairement la face avant de l'objet, minimale lorsque l'antenne d'émission éclaire ses arêtes. En outre, un second écho de cible est présent sur chaque A-scan, il atteste de la diffraction de la face arrière de l'objet. Des variations en fonction de l'angle sont observées, nous pensons qu'elles permettent l'identification de la cible moyennant une information *a priori* comme la permittivité de celle-ci. Finalement, l'éloignement graduel de la cible vis-à-vis du réseau aboutit à une borne supérieure pour la portée du système, aux environs d'un mètre, dans cette configuration. Après un passage dans le domaine fréquentiel, nous pouvons vérifier une bonne concordance sur le champ

diffraité calculé lors des premières simulations et relevé par le SIMIS dans le cas d'une cible diélectrique, montrant ainsi le potentiel d'un tel système d'acquisition. Durant ces expérimentations, nous avons dû recourir à la suppression du couplage inter-antennes par fenêtrage sur les données obtenues à partir des mesures du  $S_{11}$ . De plus, la symétrie générale du réseau se trouve affectée par ces mesures souvent retardée. Matériellement, la séquence de commutation du radar balaie toutes les configurations bistatiques en transmission, avant de décrire successivement les huit positions pour des acquisitions en réflexion. Ces considérations nous mènent à l'élaboration d'un réseau hybride d'antennes.

Le SIMIS recevant une antenne dédiée à l'émission, nous avons repris le plan de notre étude. Dans cette configuration, seules des mesures en transmission sont effectuées. Le test du système dans un milieu ouvert montre sa robustesse. En plus de la localisation de la cible (et des perspectives d'identification) déjà réalisée précédemment par le SIMIS, cette alternative permet l'abandon de la technique de suppression du couplage (fenêtrage) sur les mesures différentielles, réduisant considérablement la zone d'ombre au voisinage des antennes. Nous observons aussi l'établissement d'une excellente symétrie du réseau linéaire et ce quel que soit l'écartement retenu pour les couples d'antennes comparés.

Dans ce chapitre, les capacités de détection du Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques ont été évaluées pour deux cibles diélectrique et métallique. Ce système radar multistatique fonctionnant sur une très large bande de fréquence présente une résolution longitudinale satisfaisante ( $4,8\text{ cm}$  pour notre application) ainsi qu'une dynamique de détection correcte (de  $54$  à  $63\text{ dB}$  selon la distance de la cible). Les modules constitutifs sont aisément intégrables dans une structure compacte mobile pour des acquisitions sur site. Pour son utilisation, il est possible de recourir à de nombreux protocoles tout en visualisant les résultats partiels. Quelques opérations de pré-traitement sont aussi envisageables (calibrage des antennes entre autres), la bibliothèque des fonctions développées sera incorporée sur une interface utilisateur d'exploitation des mesures. Enfin, les données pourront être traitées hors site comme nous l'avons fait pour procéder à la détection dans le domaine temporel, mais aussi pour alimenter des algorithmes d'imagerie.



## Chapitre V : Imagerie qualitative

### V.1. Introduction

La détection et l'imagerie d'objets dans des milieux de géométrie variable représentent des problèmes complexes. Les techniques de retournement temporel sont des méthodes qui peuvent être utilisées dans le contrôle non destructif à travers des milieux hétérogènes et diffractants. Avec le développement de techniques dans le domaine acoustique, certaines ont vu leur transposition dans les domaines de l'électromagnétisme et de l'optique. Dans ce dernier, les propriétés non linéaires de certains matériaux permettent la réalisation de miroirs à conjugaison de phase. Ces dispositifs, conçus pour fonctionner à une longueur d'onde donnée, possèdent la particularité de renvoyer une onde focalisant sur la source qui les éclaire. L'idée a été adaptée dans le domaine des microondes puisque, en régime harmonique, conjugaison de phase et renversement du temps sont équivalents [SAI06].

Si cette approche a donné de bons résultats en acoustique, pour la détection et l'imagerie de cibles, elle a été introduite en électromagnétisme durant les dernières années par l'étude d'objets enfouis [TOR99, MIC03]. Dans l'ensemble, cette thématique se situe dans un premier stade de recherche et la littérature scientifique adéquate se trouve souvent limitée à la théorie du retournement temporel ou à des simulations numériques. Dans cette partie, nous reprendrons les données issues des expérimentations afin de détecter et d'imager une cible à l'aide de deux de ces techniques : la méthode de retournement temporel et la décomposition de l'opérateur de retournement temporel [DUB05].

Toutes deux utilisent la propriété de réciprocity de propagation des ondes dans un milieu invariant dans le temps, c'est-à-dire en changeant  $t$  par  $-t$  dans l'équation des ondes que satisfait un champ  $\phi$ , acoustique ou électromagnétique, lorsqu'il se propage dans un milieu sans perte :

$$\Delta \phi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{V.1})$$

Cette équation, associée à des conditions aux limites et des conditions de rayonnement à l'infini, admet une solution unique. Ainsi, la connaissance du champ  $\phi$  sur un contour fermé permet de retrouver le passé de l'onde. Dans notre cas, il s'agit d'une configuration linéaire et donc incomplète, qui conduit à l'existence possible de solutions multiples. De plus, la tâche de focalisation possède une certaine étendue spatiale, fonction de la longueur d'onde et de l'ouverture résultant de la taille finie du miroir.

## V.2. Processus de Retournement Temporel (RT)

### V.2.1. Présentation de la méthode

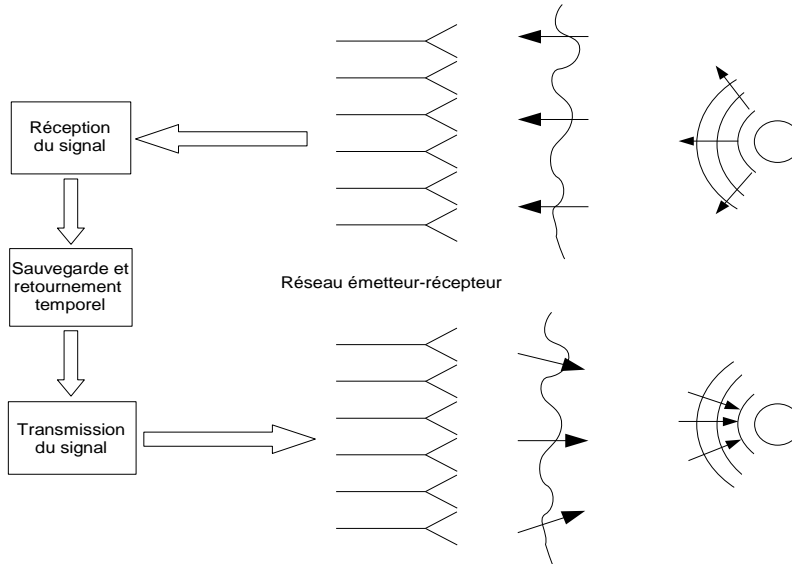


Illustration V.1 : Le processus du retournement temporel

Le retournement temporel est une technique de détection souvent employée de manière itérative. L'étape initiale de ce processus est présentée sur l'illustration V.1. Avec l'hypothèse d'une source localisée, nous pouvons mesurer les champs rayonnés dans le domaine temporel à l'aide d'un réseau de capteurs. Il a été démontré que si les données sont prises dans le sens inverse du temps et appliquées au réseau respectivement à leur position d'émission préalable, la focalisation est observée à l'endroit du diffuseur et que ses caractéristiques peuvent être retrouvées, au moins partiellement en raison de la longueur finie du réseau. Celui-ci a été employé comme un miroir de retournement temporel [PRA02], le jeu des interférences des  $N$  champs rétropropagés va synthétiser une onde focalisant dans le temps sur toute cible présente.

Pour l'obtention d'une formalisation numérique, il faut considérer, pour chacun des  $N$  récepteurs repérés par l'indice  $m$ , la transformée de Fourier  $\tilde{E}_m^d$  du champ diffracté après avoir changé  $t$  en  $-t$ . Pour le récepteur  $m$ , nous obtenons ainsi  $P$  champs harmoniques  $\tilde{E}_{m,p}^d$  où  $P$  correspond au nombre de fréquences disponibles, pour que le spectre du signal soit bien représenté. Moyennant la connaissance de la fonction de Green du milieu,  $G$ , nous construisons ensuite le champ  $\tilde{E}_p$  de la manière suivante :

$$\tilde{E}_p = i\omega_p \sum_{m=1}^N G \tilde{E}_{m,p}^d \quad (\text{V.2})$$

Enfin, en calculant la transformée de Fourier inverse de  $\tilde{E}_p$ , nous obtenons pour tous les points un champ temporel  $E^{\text{retro}}$ , qui focalise sur les cibles.

La qualité de la focalisation dépend de l'ouverture du réseau, elle peut être améliorée par les multiples réflexions qui se produisent dans le milieu. En effet, les contributions de tous les trajets indirects entre source et miroir, dus à la diffraction multiple, peuvent être recombinaées pour former l'onde retournée. Il est donc possible qu'un obstacle redirige une partie de l'onde diffractée vers le miroir de retournement temporel qui ne l'aurait pas atteint sans sa présence. Cependant, nous ne sommes pas dans ce cas de figure et la qualité de focalisation dépend uniquement de la longueur de ligne de capteurs. Après le calcul des ondes rétropropagées, celles-ci pourront être appliquées sur les récepteurs qui deviennent alors des sources, émettant simultanément le champ diffracté temporel qu'ils avaient reçus. Elles focaliseront en premier lieu sur le diffuseur le plus éloigné pour finir sur le plus proche avant de s'évanouir. L'amplitude sur chacun des diffuseurs est fonction de leur section efficace et leur distance par rapport au miroir.

### V.2.2. Application du RT aux données du SIMIS

Nous avons collecté avec le SIMIS des mesures suivant diverses campagnes et proposons d'appliquer la technique de retournement temporel. Dans la méthode précédemment décrite, il n'est fait cas que d'une seule source d'émission pour la première phase d'illumination. Or le réseau en comporte huit, ce qui multiplie d'autant le nombre de champs retournés. Pour des raisons de clarté, nous ne présenterons donc pas le processus complet – naissance de l'onde, focalisation sur le diffuseur et évanescence – mais l'intégration temporelle en terme d'énergie selon l'expression suivante :

$$A(r) = \int_{\mathbb{R}} \|E^{retro}(t, r)\|^2 dt \quad (V.3)$$

Adoptant ce procédé, nous limitons la taille du milieu au voisinage de la cible afin de conserver une échelle d'une dynamique suffisante. De plus, nous traçons sur chaque image l'emplacement de la cible afin de faciliter l'interprétation des résultats.

#### V.2.2.1. Configuration linéaire

La configuration du système est celle qui a été détaillée en IV.3. Le SIMIS est placé dans la chambre anéchoïque, nous collectons 401 points de fréquence entre 2 et 8 GHz. Le réseau comporte 8 antennes d'émission-réception, espacée chacune de 5 cm, pour une longueur de ligne de 35 cm. Une cible est placée devant les antennes en position centrale à une certaine distance, nous procédons donc à la mesure du champ total. À l'aide d'une acquisition étalon en l'absence d'objet, nous obtenons un ensemble de données du champ diffracté sur lequel nous appliquons la technique de retournement temporel.

### 2.2.1.1. Cas de la cible diélectrique

Nous commençons l'étude en choisissant la cible diélectrique de section carrée, que nous positionnons à la distance de  $40\text{ cm}$ . Nous présentons la carte des champs retournés lorsque l'antenne D est choisie à l'émission (Fig. V.1). Au sommet de l'image, la création de l'onde focalisant se traduit par une amplitude importante sur le réseau d'antennes. La seconde

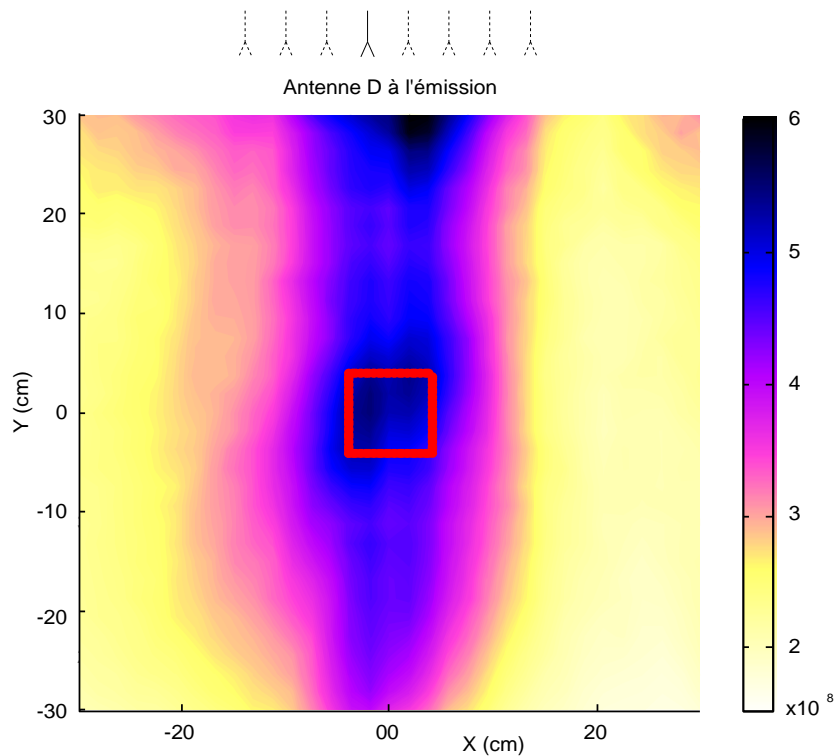


Figure V.1 : Carte du champ retourné avec le SIMIS. Objet diélectrique à  $40\text{ cm}$

observation porte sur les deux tâches de forte amplitude, situées au voisinage de l'objet diélectrique et dues à la diffraction. Plus globalement, la contribution des antennes extérieures (A, B, G et H) est faible devant celle des antennes intérieures (C, D, E et F) au réseau, produisant ainsi une onde se propageant verticalement. La faible longueur de la ligne conduit aussi au manque de résolution selon l'axe longitudinal. Après avoir validé ce premier résultat, nous nous intéressons à la symétrie que nous avons observée entre deux antennes opposées. Les cartes des champs retournés pour les antennes A et H sont présentés sur la figure V.2. Nous y retrouvons la focalisation synthétique de l'onde, dont les amplitudes maximales sont bien situées de l'autre côté du réseau vis-à-vis de l'antenne d'émission. Nous remarquons aussi que les gammes d'amplitude concordent entre les deux images. La tâche de focalisation se déforme selon la position de l'antenne d'émission. Enfin, nous localisons précisément la cible sur la Fig. V.2(b) grâce à deux points brillants des arêtes. La technique de RT permet ici de synthétiser

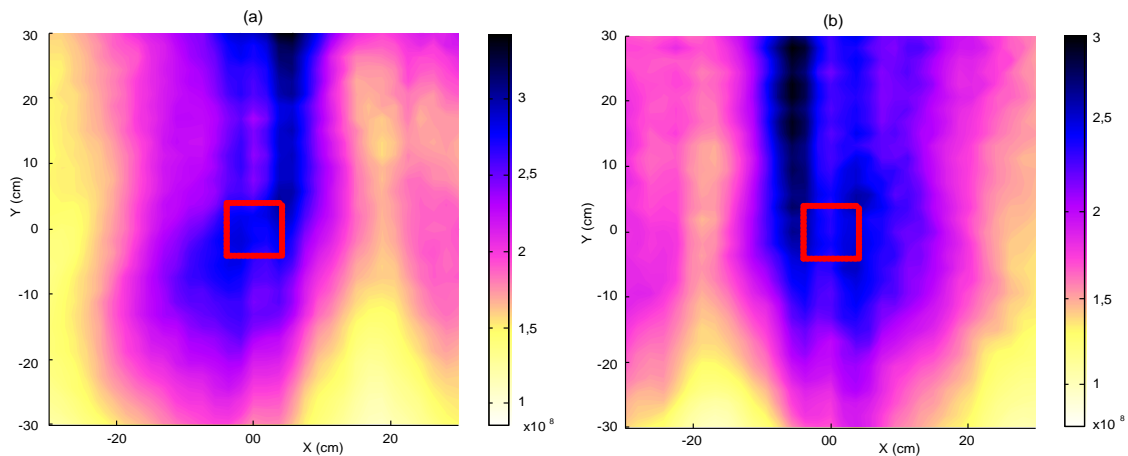


Figure V.2 : Cartes des champs retournés avec le SIMIS. Objet diélectrique à 40 cm,  
(a) antenne d'émission A, (b) antenne d'émission H

une onde qui va converger vers la cible. Nous retrouvons les comportements observés lors de l'étude des A-scans.

Cependant, lors du chapitre IV, nous avons soulevé un problème de retard sur la mesure en réflexion. De meilleurs résultats ont été obtenus à l'aide de la configuration hybride, mais nous pouvons à ce stade occulter cette acquisition pour n'intégrer que les mesures en transmission – 7 émetteurs au lieu de 8. Les cartes des champs retournés sont proposés pour 4 antennes significatives : A pour une antenne en périphérie du réseau, D pour une autre située près du centre, E et H qui sont leurs symétriques (Fig. V.3). En comparant deux à deux les images pour chaque antenne, nous observons une bien meilleure focalisation lorsque la mesure en réflexion est ignorée, avec des distributions d'énergie sensiblement identiques. Sur V.3(b), nous observons un extremum sur la position de l'objet qui forme une tâche relativement disjointe de celle du champ rerayonné, conduisant à une bonne localisation de la cible. Nous choisissons donc de présenter dans la suite des cartes de champs retournés à partir de 7 émetteurs seulement et d'ignorer la mesure en réflexion qui présente un caractère irrégulier.



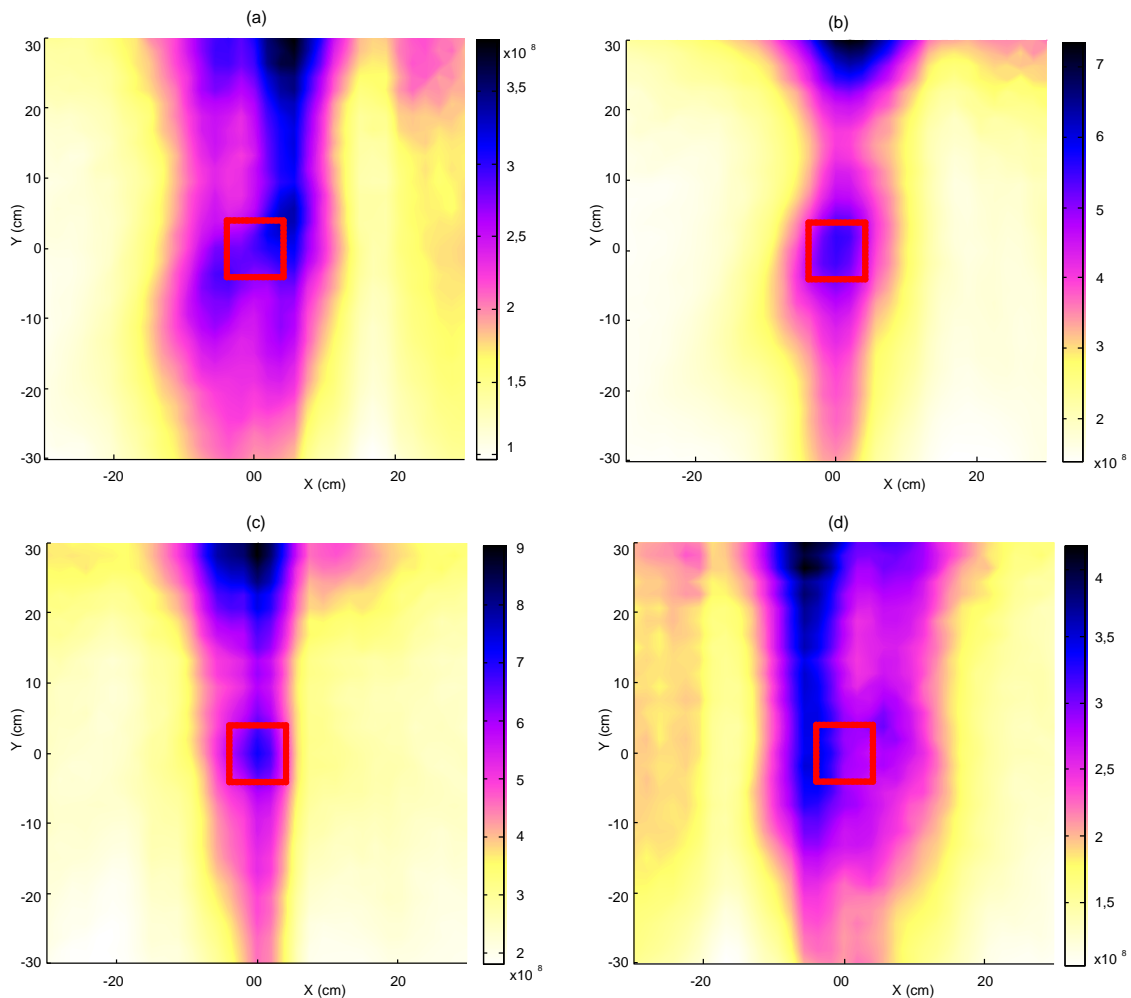


Figure V.3 : Cartes des champs retournés avec le SIMIS. Objet diélectrique à 40 cm, 7 émetteurs. (a) antenne d'émission A, (b) antenne d'émission D, (c) antenne d'émission E, (d) antenne d'émission H

Nous procédons au retournement des données obtenues pour la cible reculée à 80 cm (Fig. V.4). Nous parvenons ici à synthétiser une onde qui focalise relativement bien sur le diffuseur. Les distributions d'énergie subissent un affaiblissement d'un facteur 4 dans l'axe de l'objet, fig. V.4(c) et (d), il est de 2 aux extrémités. En effet, au fur et à mesure que la cible est éloignée, l'ouverture angulaire du réseau diminue.

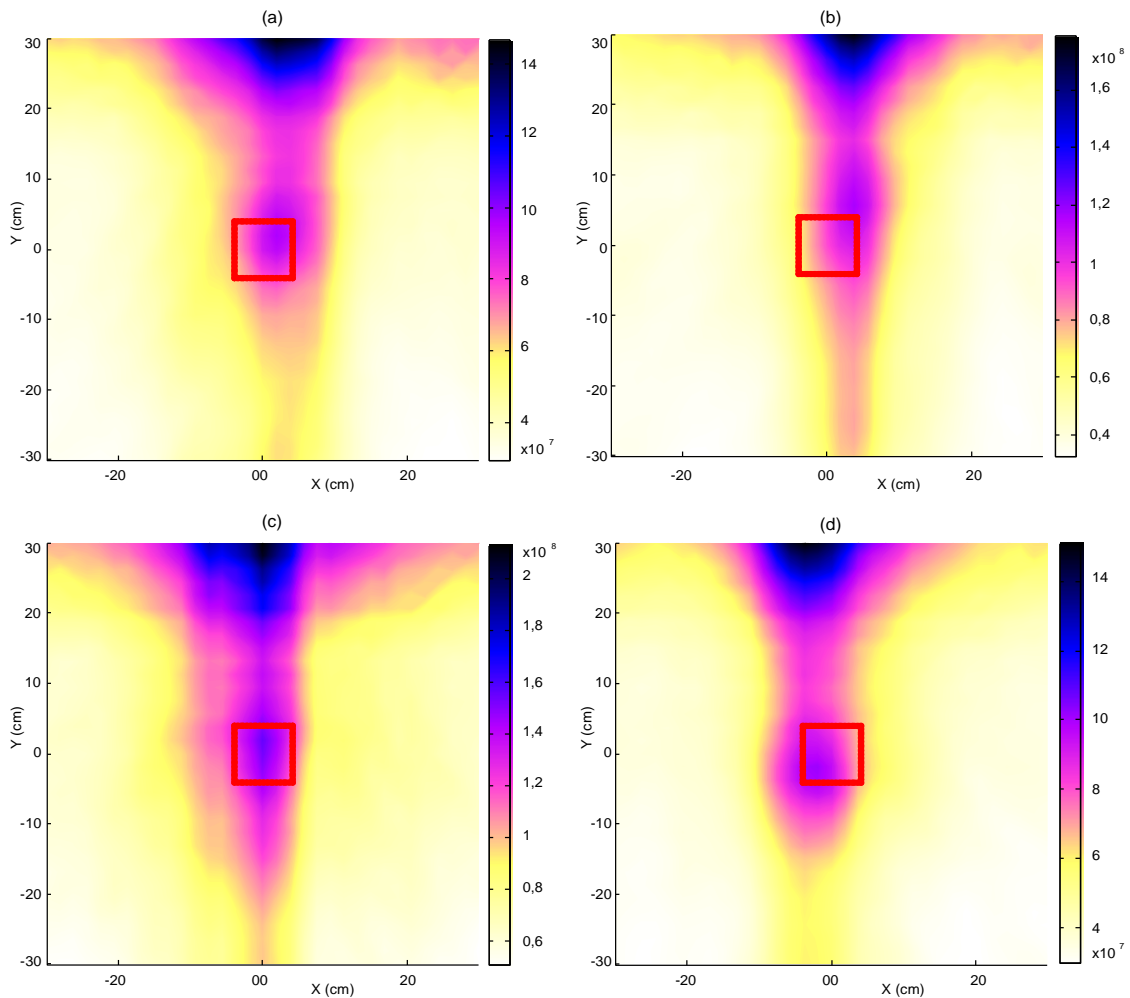


Figure V.4 : Cartes des champs retournés avec le SIMIS. Objet diélectrique 80 cm. (a) antenne d'émission A, (b) antenne d'émission D, (c) antenne d'émission E, (d) antenne d'émission H

### 2.2.1.2. Cas de la cible métallique

Lors des acquisitions du SIMIS avec le cylindre métallique, nous avons relevé en raison de sa forme et sa conductivité une *quasi* uniformité sur la réponse de chaque antenne (cf IV.3.1). Cette observation nous conduit à une certaine prudence dans l'interprétation des cartes de champs retournés pour ce type de configuration. Nous proposons tout d'abord les champs retournés lorsque l'objet se trouve à 40 cm de la ligne des antennes (Fig. V.5).

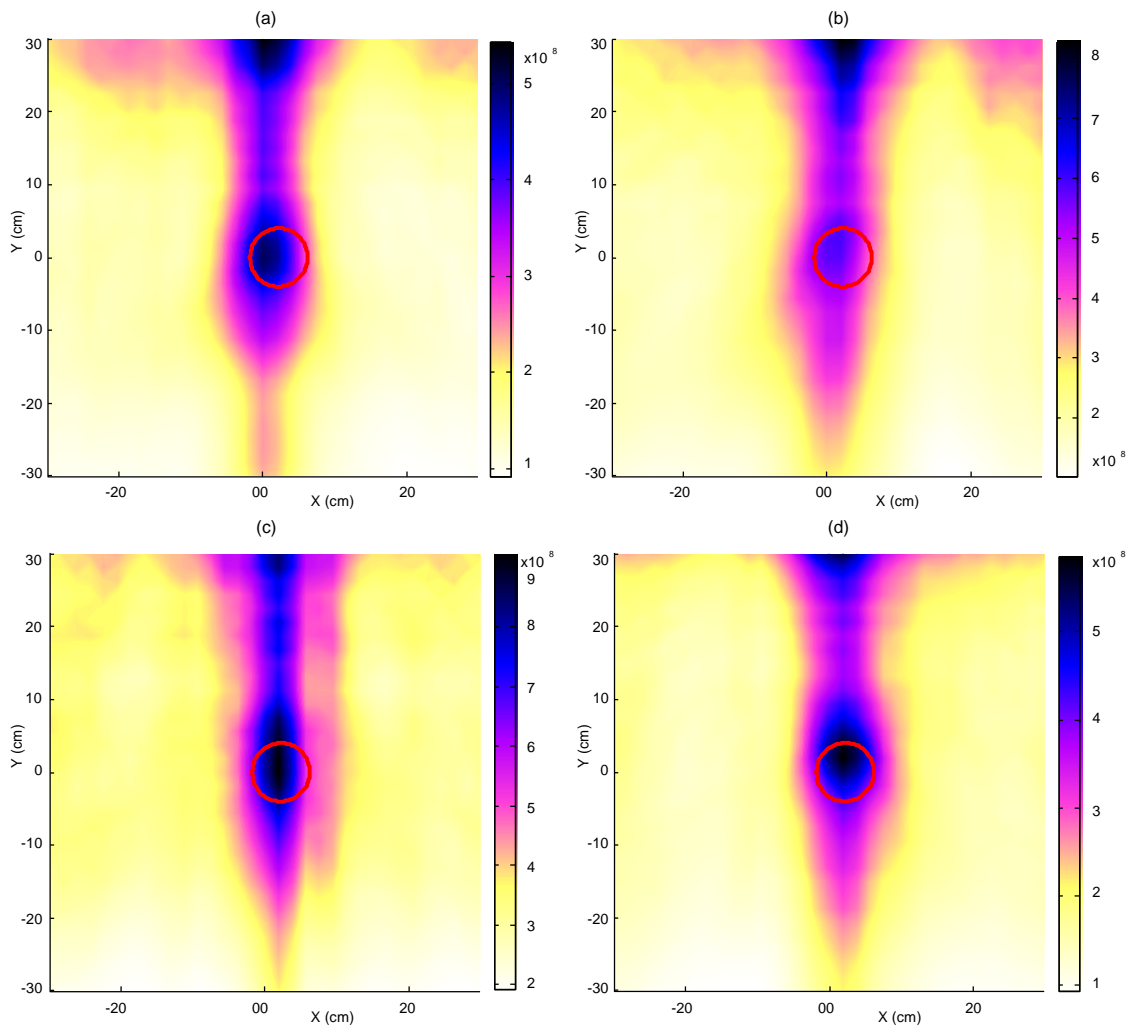


Figure V.5 : Cartes des champs retournés avec le SIMIS. Objet métallique 40 cm. (a) antenne d'émission A, (b) antenne d'émission D, (c) antenne d'émission E, (d) antenne d'émission H

Nous retrouvons un comportement similaire pour toutes les cartes. Ainsi, quelle que soit la position de l'antenne d'émission, nous relevons une amplitude très importante sur l'onde synthétisée. La focalisation est achevée sur le diffuseur, il est éclairé par une onde de forte amplitude. Pourtant ces résultats devraient se dégrader avec l'éloignement (atténuation du champ diffracté). Nous souhaitons le vérifier en reculant la cible métallique à 80 cm des antennes (Fig. V.6). Une dégradation plus importante est observée par rapport au recul de la cible diélectrique. Toutefois, grâce au contraste de conductivité du cylindre métallique, nous produisons une focalisation plus qu'acceptable sur le diffuseur, au regard du maximum local.

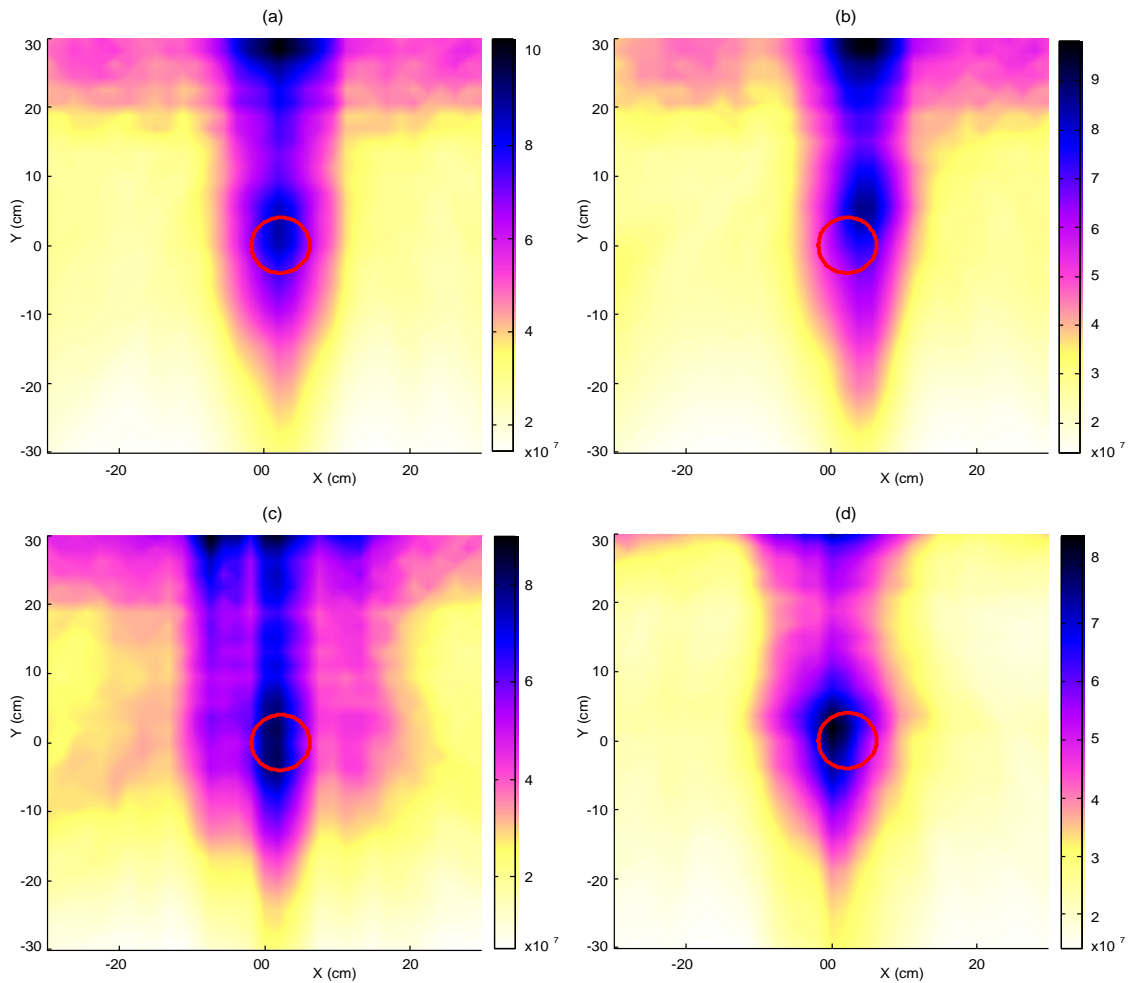


Figure V.6 : Cartes des champs retournés avec le SIMIS. Objet métallique 80 cm. (a) antenne d'émission A, (b) antenne d'émission D, (c) antenne d'émission E, (d) antenne d'émission H

### 2.2.1.3. Synthèse

À partir d'un algorithme de type retournement temporel, nous sommes parvenus à synthétiser une onde qui focalise sur la cible, diélectrique ou métallique, placée à 40 cm du réseau de antennes. Malgré la faible ouverture angulaire de la ligne de mesure, nous détectons les objets grâce à cette technique d'imagerie. La symétrie et le rayonnement spéculaire sont observés. Toutefois, lorsque la cible est éloignée, la détection est un peu plus difficile ce qui nous conduit à utiliser des données issues de la configuration dénommée hybride.

### V.2.2.2. Configuration hybride

L'adjonction d'une antenne dédiée à l'émission permet de mieux maîtriser le couplage inter-antennes inhérent à chaque mesure bistatique (cf IV.4). Cela s'est répercuté sur l'abandon de la fenêtre de pondération, mais aussi sur des rapports signal à bruit bien meilleurs sur les

données. Ce type de configuration se place donc comme bon candidat en vue de la focalisation sur le diffuseur.

### 2.2.2.1. Cas de la cible diélectrique

Nous commençons par l'étude de la cible diélectrique que nous plaçons à la distance  $40\text{ cm}$ . L'antenne d'émission est déplacée successivement au-dessus de chacune des positions des antennes du réseau, nous présentons le résultat lorsque celle-ci se trouve au-dessus de D :

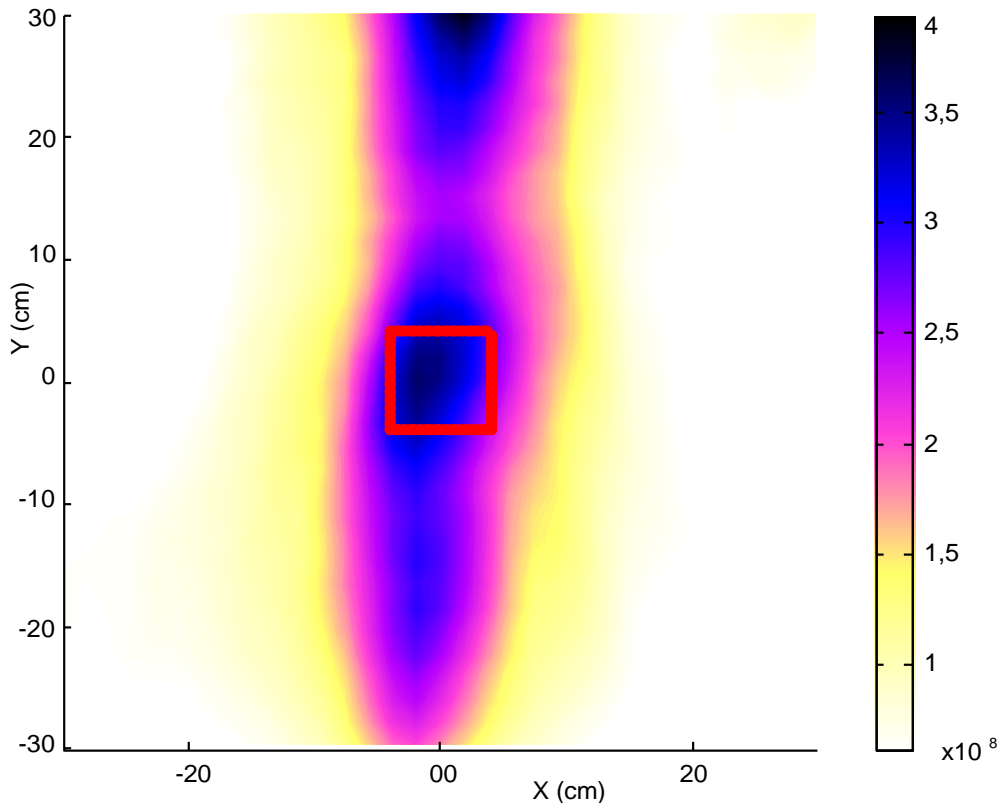


Figure V.7 : Carte du champ retourné en configuration hybride.  
Objet diélectrique à  $40\text{ cm}$ , antenne d'émission au-dessus de D

Par rapport à la figure V.1, nous observons :

- une réduction de l'énergie globale, donc de l'amplitude sur l'image,
- une focalisation plus importante sur le diffuseur.

Cette onde synthétisée présente un pinceau qui concorde avec les interprétations que nous avons formulées. Deux réponses y sont prépondérantes et l'une d'elle localise précisément la cible au centre de la fenêtre d'observation. La qualité de ce résultat impose la visualisation des cartes symétriques collectées à partir des positions A et H (Fig. V.8). Malheureusement nous observons une dissymétrie entre les deux reconstructions même si les mesures acquises et visualisées suivant un profil B-scan étaient alors symétriques. Cependant d'autres caractères sont validés. L'amplitude des champs diminue en fonction du dépointage de l'antenne

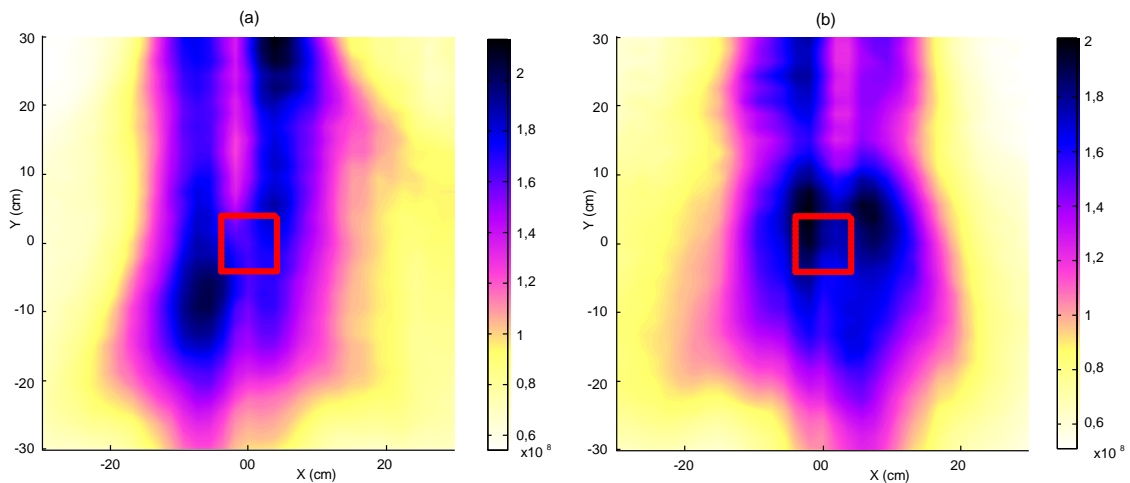


Figure V.8 : Cartes des champs retournés en configuration hybride. Objet diélectrique à 40 cm.  
 (a) antenne d'émission au-dessus de A, (b) antenne d'émission au-dessus de H

d'émission par rapport au diffuseur, la focalisation est donc plus difficile à obtenir. Néanmoins, dans la perspective de la réémission de l'onde au travers d'un miroir à retournement temporel expérimental, les tâches observées conduiraient à la détection du diffuseur.

Nous reculons à présent l'objet diélectrique à la portée 80 cm et proposons quatre cartes de champs retournés pour les antennes d'émission A, D, E et H (Fig. V.9). Cette fois, en dépit de l'éloignement de la cible, nous parvenons parfaitement à détecter le diffuseur et focaliser l'onde synthétisée sur sa position. La propagation des ondes sur cette distance suppose une atténuation conséquente, comme en témoignent les échelles d'amplitude : d'un facteur 4 en puissance, ce qui est cohérent avec l'atténuation d'un facteur 2 en amplitude (cf Fig. IV.9, page 88). Cependant nous observons un maximum d'énergie localisée sur le diffuseur. De plus, si la focalisation est liée principalement à l'ouverture du réseau, nous réussissons bien mieux à focaliser sur la cible que dans le cas d'un réseau classique (cf Fig. V.4). L'obtention de ces résultats est intéressante. Lors de la détection temporelle avec les A-scans, nous avons des difficultés à interpréter pour des distances élevées et avons conclu à une limite supérieure de détection du système située à 100 cm. À l'aide du traitement par RT, nous montrons la validité d'une autre approche qualitative permettant de détecter une cible donnée.

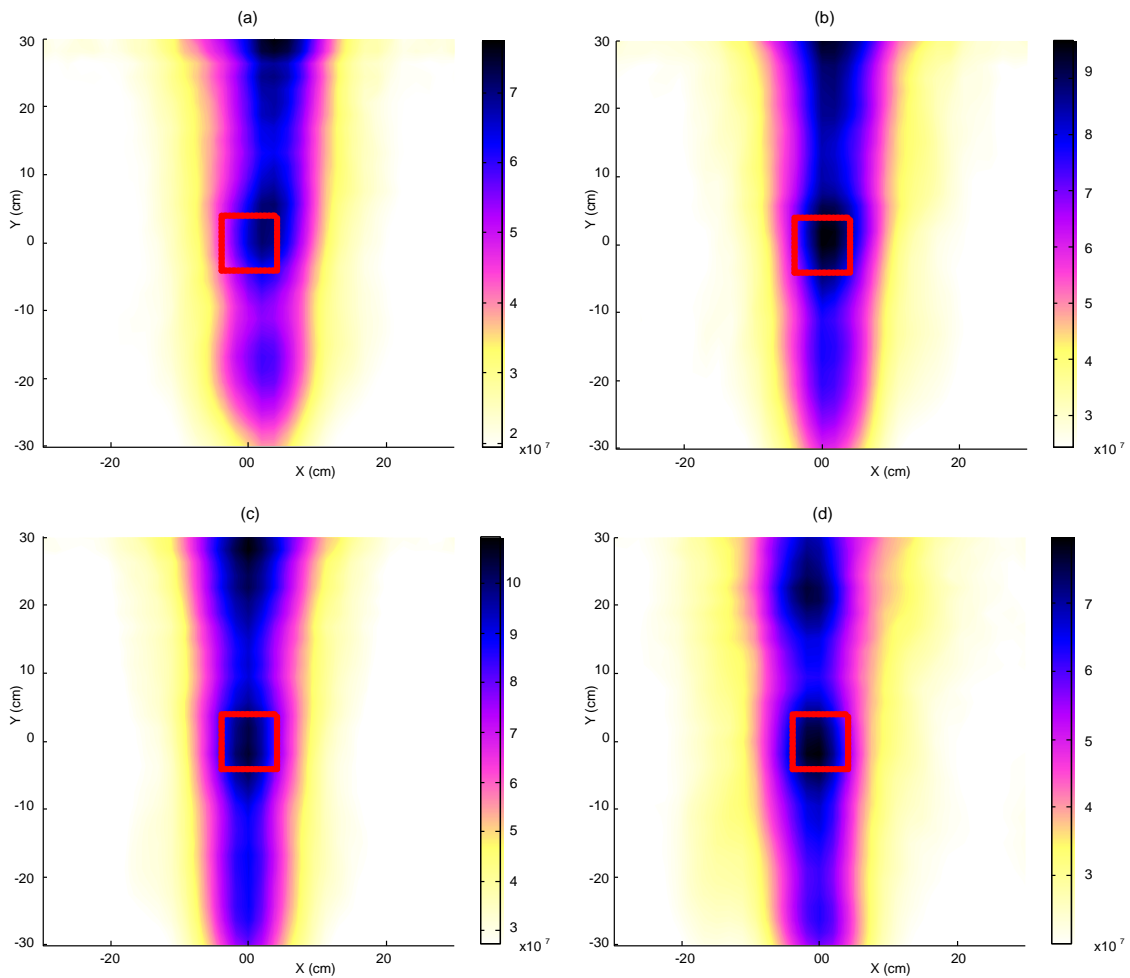


Figure V.9 : Cartes des champs retournés en configuration hybride. Objet diélectrique à 80 cm.  
 (a) antenne d'émission au-dessus de A, (b) antenne d'émission au-dessus de D,  
 (c) antenne d'émission au-dessus de E, (d) antenne d'émission au-dessus de H

### 2.2.2.2. Cas de la cible métallique

Les résultats obtenus précédemment étant satisfaisants, nous souhaitons améliorer la qualité des images obtenues en étudiant le cas d'une cible métallique. Nous calculons donc les champs retournés lorsque celle-ci se trouve à 40 cm (Fig. V.10). Hormis la focalisation curieuse sur un point de l'espace, nous observons une focalisation efficace sur le diffuseur. La détection est assurée. Nous décidons de reculer alors la cible à 80 cm (Fig. V.11). L'artefact déjà observé présente des caractères évidents de symétrie qui nécessiteront une vérification par le calcul, il n'est d'ailleurs pas présent sur la figure V.11(a). Malgré cela, le faisceau synthétisé focalise effectivement sur le diffuseur. Lorsque avec un réseau classique nous observions une carte des champs retournés *quasi* uniforme (cf Fig. V.6), nous sommes capables maintenant de fournir une détection plus précise à l'aide d'un réseau hybride.

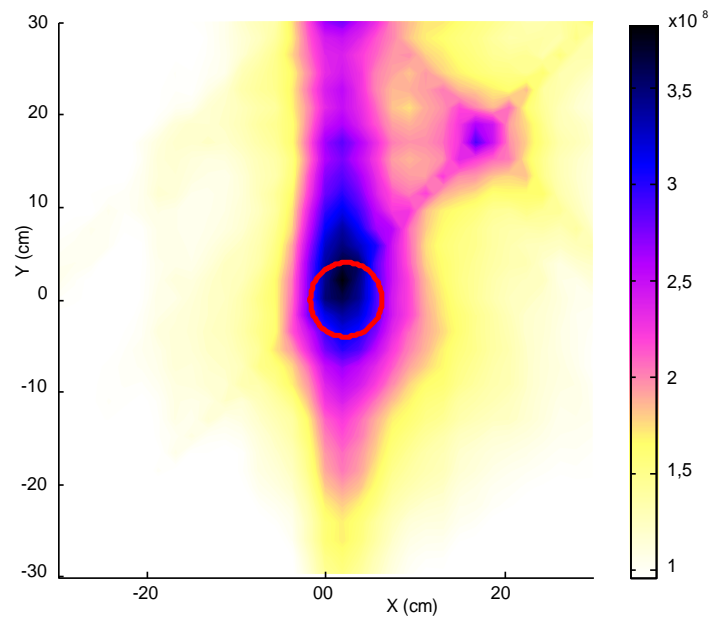


Figure V.10 : Carte du champ retourné en configuration hybride. Objet métallique à 40 cm, antenne d'émission au-dessus de D

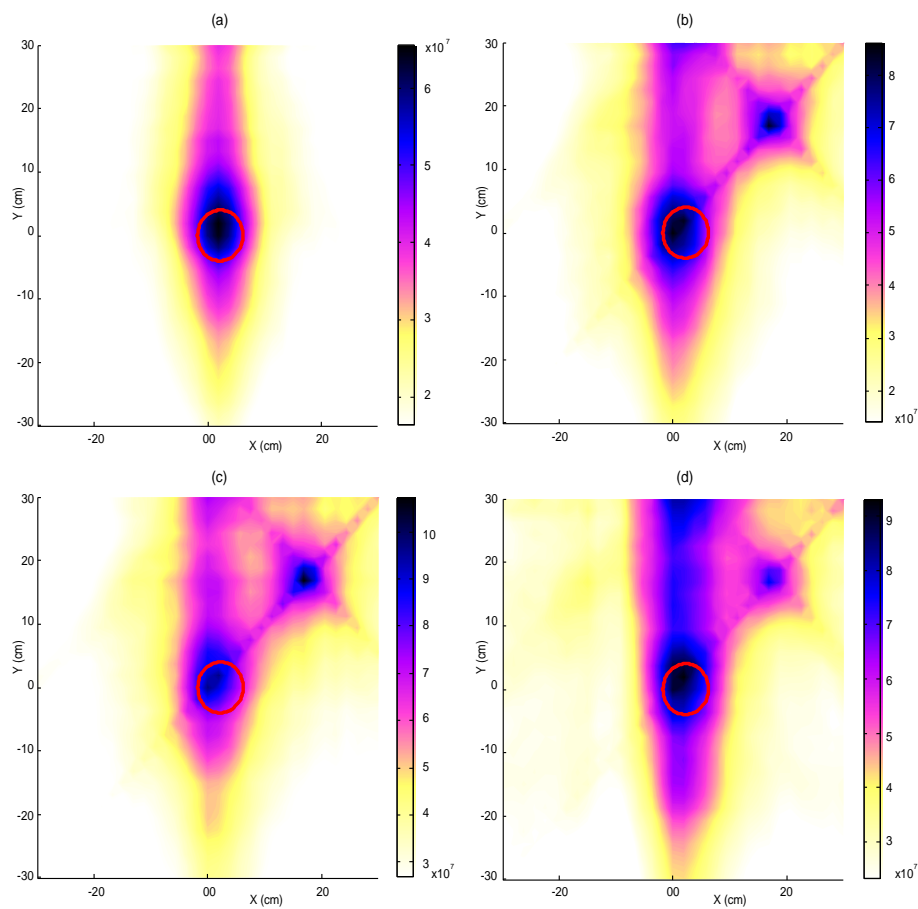


Figure V.11 : Cartes des champs retournés en configuration hybride. Objet métallique à 80 cm. (a) antenne d'émission au-dessus de A, (b) antenne d'émission au-dessus de D, (c) antenne d'émission au-dessus de E, (d) antenne d'émission au-dessus de H



### 2.2.2.3. Synthèse

En employant une antenne spécifique à l'émission et le réseau linéaire en réception, nous sommes capables de focaliser efficacement dans de nombreuses configurations. Le retournement temporel des données, collectées à partir de la configuration hybride du SIMIS, permet de dresser les cartes de champs diffractés où la cible est localisée. Il apparaît cependant quelques résultats surprenants, laissant penser à des erreurs numériques.

## V.3. Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel (DORT)

### V.3.1. Présentation de la méthode

La méthode de DORT repose sur une analyse mathématique du traitement par retournement temporel itératif. De plus, il est nécessaire d'avoir une connaissance *a priori* sur le milieu afin de définir un domaine de taille raisonnable et permettre une réduction du temps de calcul. Cette technique permet de localiser et dénombrer les diffuseurs, elle fournit une onde qui focalise de manière sélective sur chacune des cibles présentes. À partir de données harmoniques, elle permet de focaliser l'énergie sur le diffuseur, propriétés précieuses en diffraction inverse dans un milieu diffusant car cela augmente le rapport signal à bruit et restreint le domaine de calcul (meilleure robustesse des algorithmes et convergence plus rapide). L'enjeu de ce procédé se situe dans le calcul des vecteurs propres de l'opérateur de RT, vecteurs qui décrivent les formes d'ondes invariantes dans le processus de retournement. Cette théorie a été formalisée dans le domaine acoustique, elle demeure vraie en électromagnétisme lorsque nous étudions un champ polarisé en mode TM dans un problème bidimensionnel [MIC01]. La construction de cet opérateur se déroule de la façon suivante :

- acquisition de la matrice  $K$  contenant toutes les combinaisons du réseau de capteurs. Ici, cette matrice est carrée et symétrique, constituée de  $8 \times 8$  éléments.
- calcul de l'opérateur de retournement temporel  $Z = K^+K$  et détermination des vecteurs propres et des valeurs propres, invariants relatifs aux diffuseurs.

Dans la convention matricielle,  $K^+$  est la matrice hermitienne ou auto-adjointe de  $K$ . Provenant d'une transposition et d'une conjugaison, elle équivaut dans notre application à permuter le rôle des sources et des récepteurs et à conjuguer la phase. Chaque vecteur propre de  $Z$  est la réponse de chaque diffuseur au rayonnement du réseau : il contient les informations d'amplitude et de phase à appliquer pour refocaliser sur le diffuseur approprié. Les valeurs propres sont fonction de la réflectivité des diffuseurs : la plus forte correspond au diffuseur dont la diffraction est la plus importante. Pour des diffuseurs ponctuels, de dimensions inférieures à la longueur d'onde, chaque valeur propre décrit un diffuseur. Si la taille de la cible est comparable à la longueur

d'onde, il existe alors deux valeurs propres par objet. Dans ce cas, les vecteurs propres associés présentent soit une symétrie soit une antisymétrie par rapport au réseau d'émission.

### V.3.2. Application de DORT aux données du SIMIS

Nous reprenons les résultats qui ont été acquis en chambre anéchoïque dans le chapitre IV à l'aide du SIMIS et le réseau linéaire. Nous employons cette approche pour les deux types d'objet, cylindre métallique et parallélépipède diélectrique. Les modules des champs retournés seront représentés, et ce pour les deux premières valeurs propres qui décrivent chaque diffuseur. Les amplitudes seront normalisées pour faciliter les comparaisons. Nous appelons  $V_i$  le vecteur propre associé à la valeur propre  $i$ . Ainsi, l'étude de  $V_1$  suivant la fréquence devrait nous permettre de localiser le diffuseur. En effet, il contient la partie isotrope du champ diffracté et doit présenter un maximum au voisinage du diffuseur. Par contre,  $V_2$  comporte des champs anisotropes, dont les directions divergent de la cible.

#### V.3.2.1. Cas de la cible diélectrique

Nous commençons avec un diffuseur placé à 40 cm, représentant à la fréquence 2 GHz le champ retourné à l'aide de la première valeur propre (Fig. V.12). L'observation de ce champ montre une focalisation moyenne sur le diffuseur. Nous poursuivons donc l'étude sur le reste

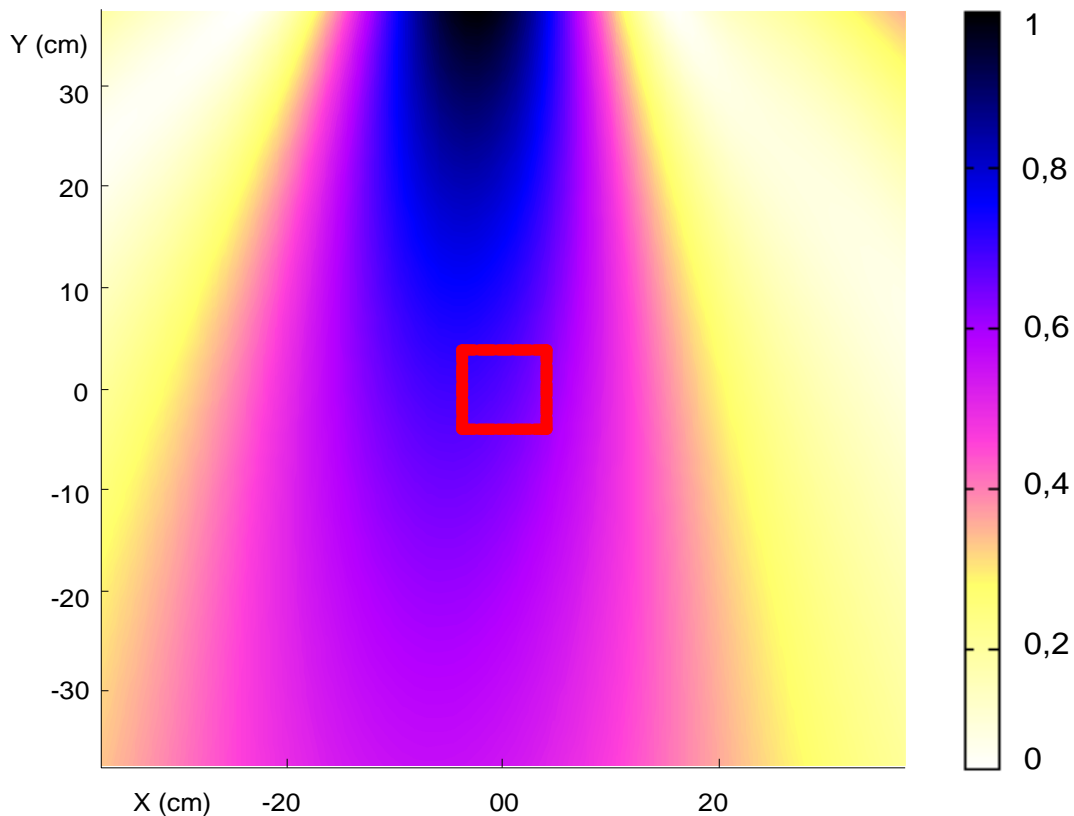


Figure V.12 : Carte du champ retourné pour  $V_1$ . Cible diélectrique à 40 cm, Fréquence 2 GHz

de la bande de fréquence (Fig. V.13). À mesure que la fréquence augmente, il devient plus

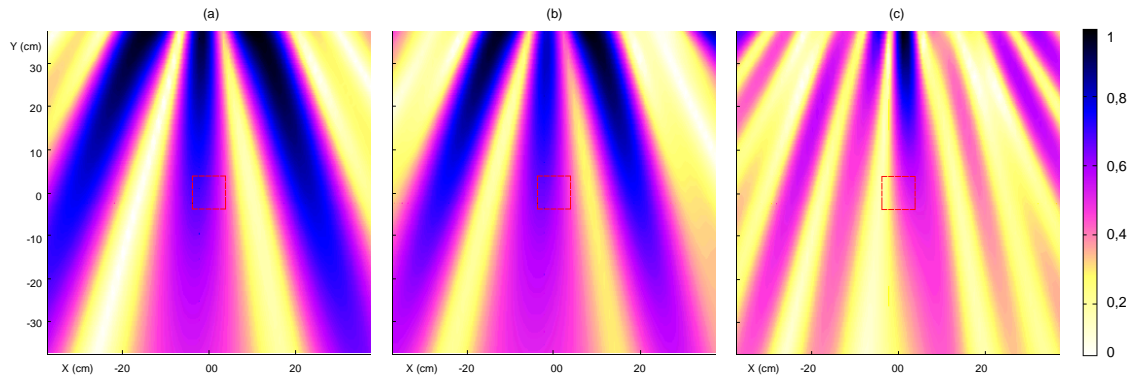


Figure V.13 : Cartes des champs retournés pour  $V_2$ . Cible diélectrique à 40 cm  
Fréquences (a) 5 GHz, (b) 6 GHz, (c) 8 GHz

difficile de focaliser directement sur le diffuseur. Nous complétons ces premières cartes par celles de la seconde valeur propre, choisies pour les mêmes fréquences :

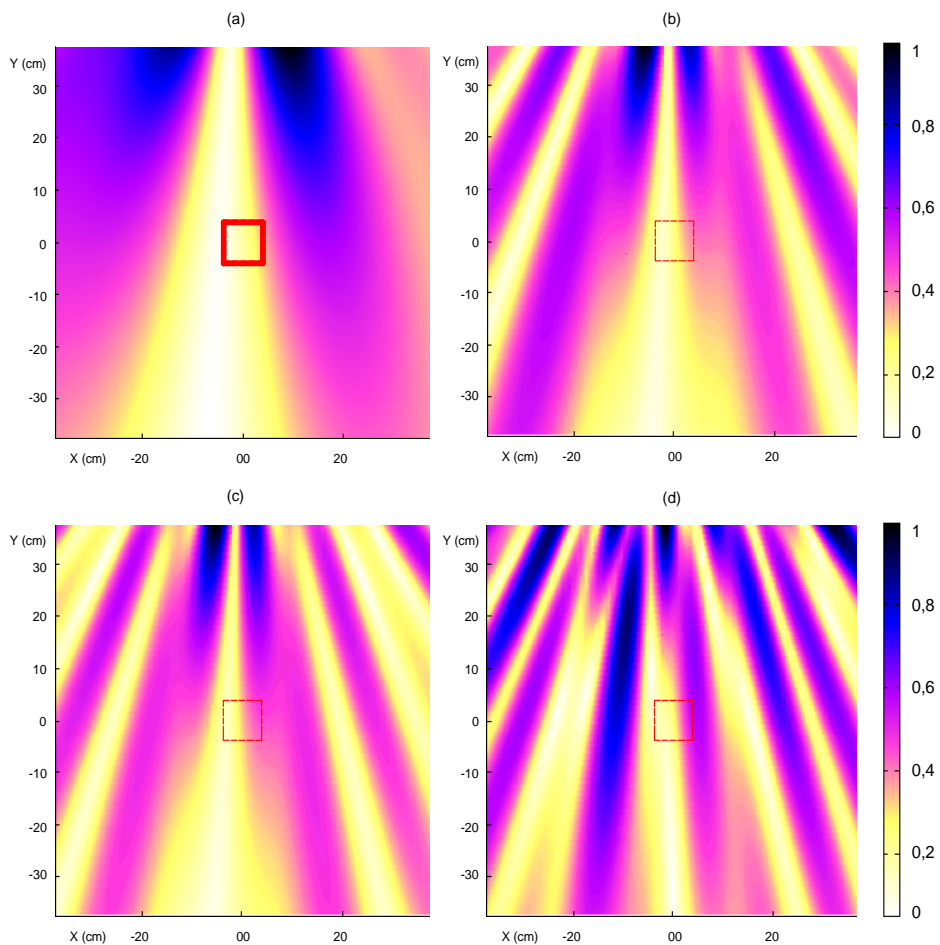


Figure V.14 : Cartes des champs retournés pour  $V_2$ . Cible diélectrique à 40 cm  
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 5 GHz, (c) 6 GHz, (d) 8 GHz

Ces cartes présentent donc des champs anisotropes néanmoins, lorsque la fréquence augmente, il devient difficile d'interpréter correctement le résultat. Le dénombrement des valeurs propres est à l'origine de cela, comme le montre le tableau suivant :

Fréquence (GHz)	2	5	6	8
Valeur 1	1.66E-003	8.29E-004	1.52E-003	7.99E-005
Valeur 2	2.02E-004	3.74E-004	3.21E-004	2.88E-005
Valeur 3	1.14E-005	5.87E-005	1.79E-005	1.47E-005

Tableau V.1 : Amplitude des 3 premières valeurs propres

À 2 GHz, nous identifions clairement la valeur associée au diffuseur et donc au champ symétrique. La seconde valeur propre présente le dixième de l'amplitude, la troisième le centième ce qui conduit à la négliger. Lorsque la fréquence augmente, il peut arriver que le contraste entre ces valeurs s'estompe fortement, comme à 5 GHz. La focalisation des champs générés est alors moins évidente. Les données produites par  $V_1$  et  $V_2$  doivent donc être comparées afin de détecter une cible. Alternativement, l'étude des variations de la phase des vecteurs propres permet de préciser la position du diffuseur :

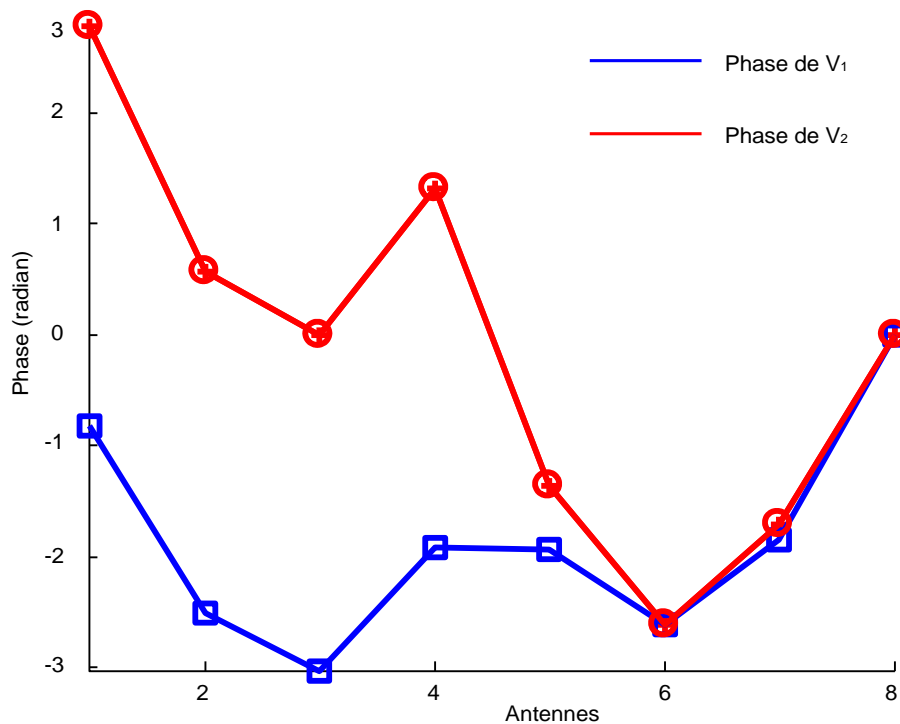


Figure V.15 : Phases des vecteurs propres  $V_1$  et  $V_2$  à la fréquence 2 GHz

Sur les études des vecteurs propres antisymétriques, nous observons au voisinage du diffuseur non seulement un module du champ retourné tendant vers zéro (Fig. V.14(a)) mais aussi un saut de phase de  $\pi$  sur l'antenne D comme le montre la figure V.15. À l'inverse, lorsque

nous calculons module du champ et phase du vecteur propre théoriquement relié au diffuseur, nous relevons une amplitude maximale des champs et une phase minimale. Dans des cas moins évidents que celui-ci, nous pouvons donc recourir à plusieurs confrontations afin de localiser le ou les diffuseurs présents dans le milieu. Pour la suite, nous ne présenterons que les modules des champs retournés.

Nous représentons maintenant les cartes des champs retournés lorsque la cible se trouve à  $80\text{ cm}$  des antennes (Fig. V.16). La focalisation est obtenue sur le diffuseur en bas de bande. Cependant, dès que la fréquence augmente, la ligne n'est pas suffisamment longue pour permettre une focalisation cohérente. Il survient parfois une inversion entre les vecteurs symétrique et antisymétrique, ce qui conduit à des champs retournés qui ne focalise pas sur le diffuseur, comme sur la figure V.16(c). L'étude des champs générés par  $V_2$  est donc nécessaire (Fig. V.17). À nouveau les résultats en basses fréquences sont concordants avec ceux obtenus

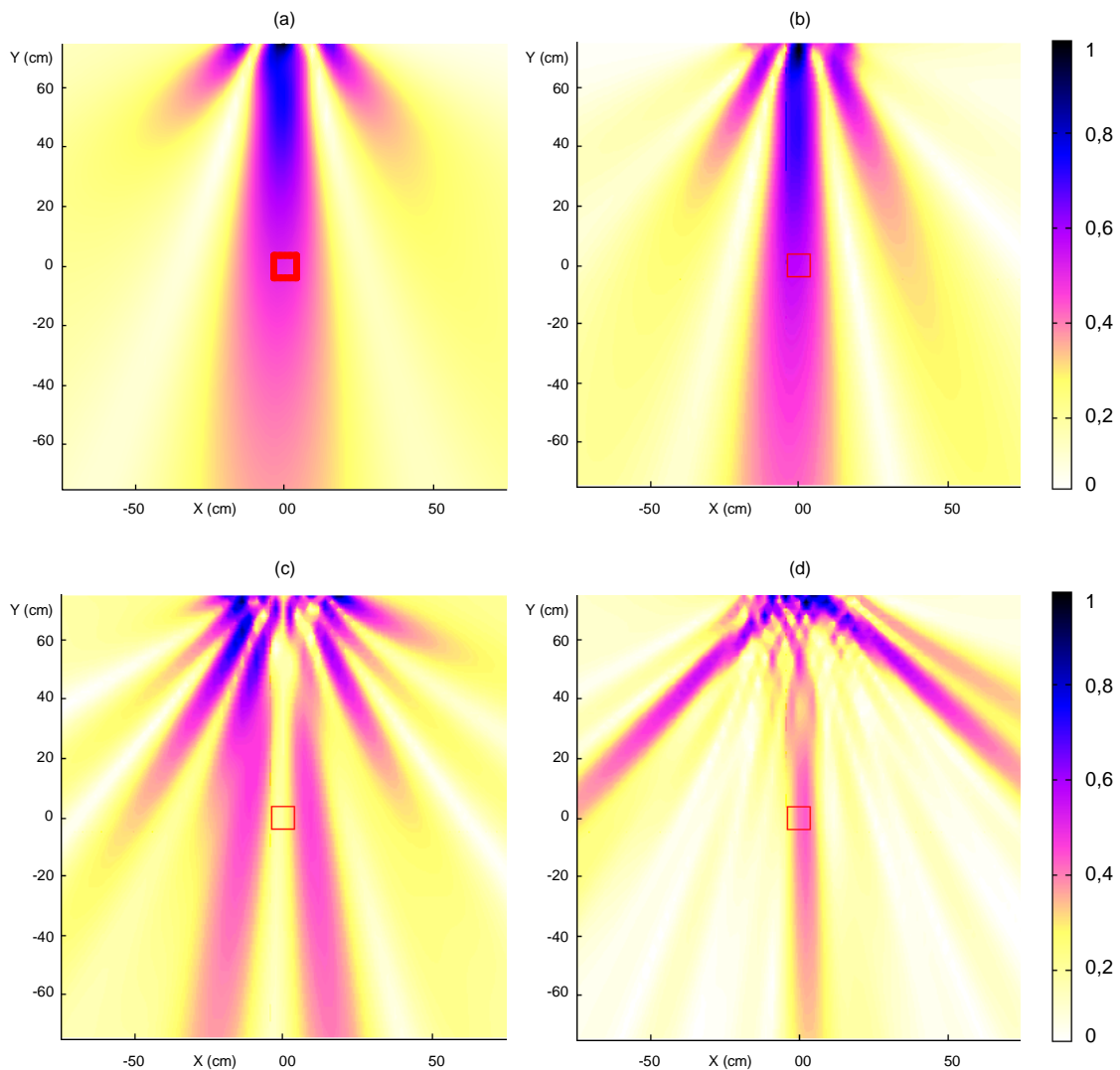


Figure V.16 : Cartes des champs retournés pour  $V_1$ . Cible diélectrique à  $80\text{ cm}$   
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 3 GHz, (c) 4 GHz, (d) 8 GHz

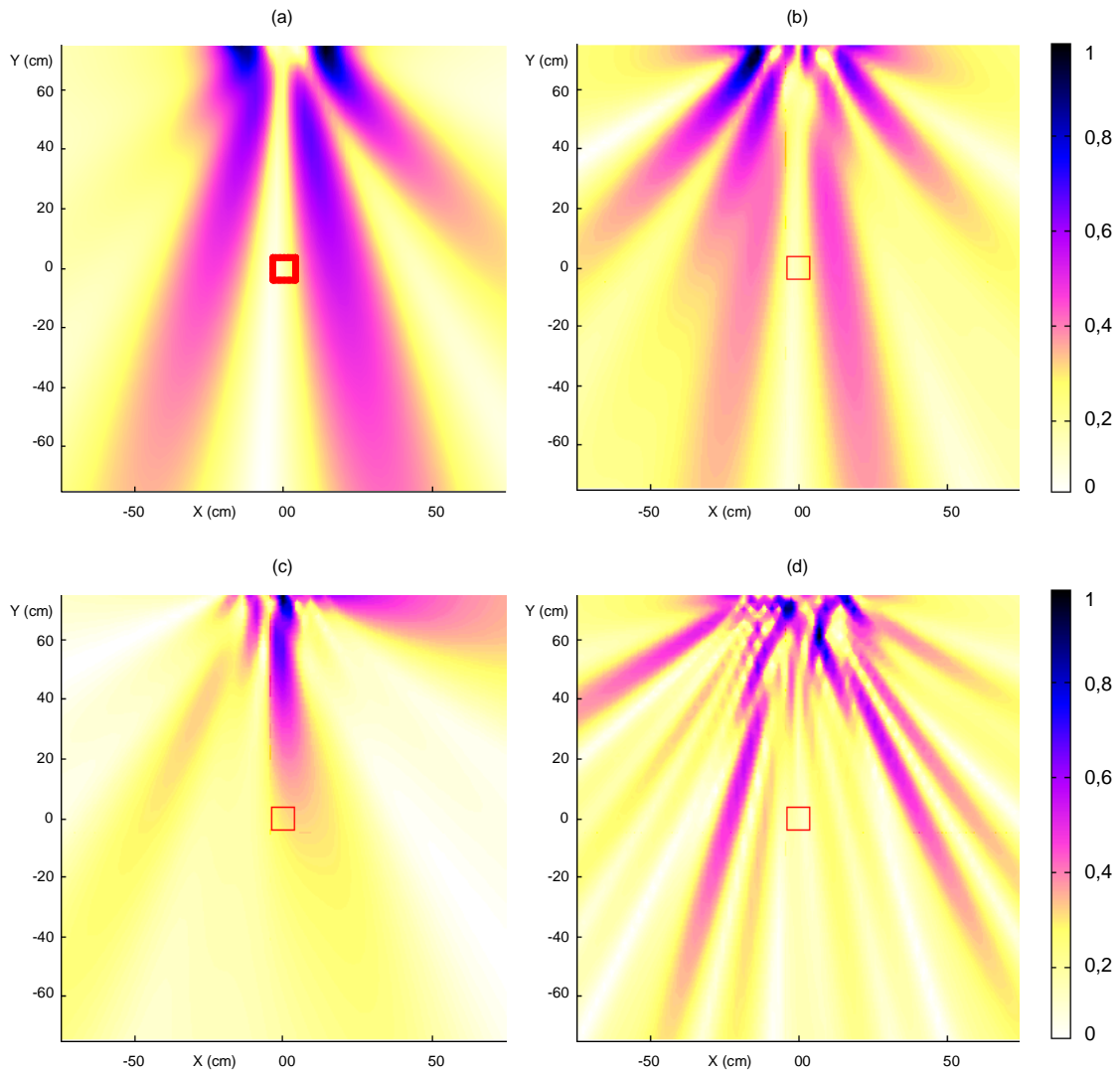


Figure V.17 : Cartes des champs retournés pour  $V_2$ . Cible diélectrique à 80 cm  
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 3 GHz, (c) 4 GHz, (d) 8 GHz

pour  $V_1$  et divergent effectivement de la position de l'objet. Sur V.17(c), nous assistons à une focalisation incertaine vers le diffuseur, ce qui renseigne donc sur l'inversion des comportements entre  $V_1$  et  $V_2$  à cette fréquence précise. Il faut donc se montrer particulièrement attentif lorsque la portée augmente car la ligne de mesure, vis-à-vis du diffuseur, paraît beaucoup plus courte. En effet, la longueur de la ligne de mesure est prépondérante pour obtenir une bonne focalisation. Les amplitudes des valeurs propres sont :

Fréquence (GHz)	2	3	4	8
Valeur 1	5.10E-004	3.02E-004	6.39E-005	2.60E-005
Valeur 2	1.77E-005	4.82E-005	7.65E-006	9.93E-006
Valeur 3	3.31E-006	2.03E-006	2.17E-006	4.09E-006

Tableau V.2 : Amplitude des 3 premières valeurs propres

Un bon contraste est obtenu jusqu'à 4 GHz, puis il se dégrade progressivement jusqu'à 8 GHz.

### V.3.2.2. Cas de la cible métallique

Nous reprenons désormais les fichiers des données acquis pour l'objet métallique de forme cylindrique. Nous présentons dans un premier temps les cartes de champs retournés à partir de  $V_2$  aux fréquences les plus significatives :

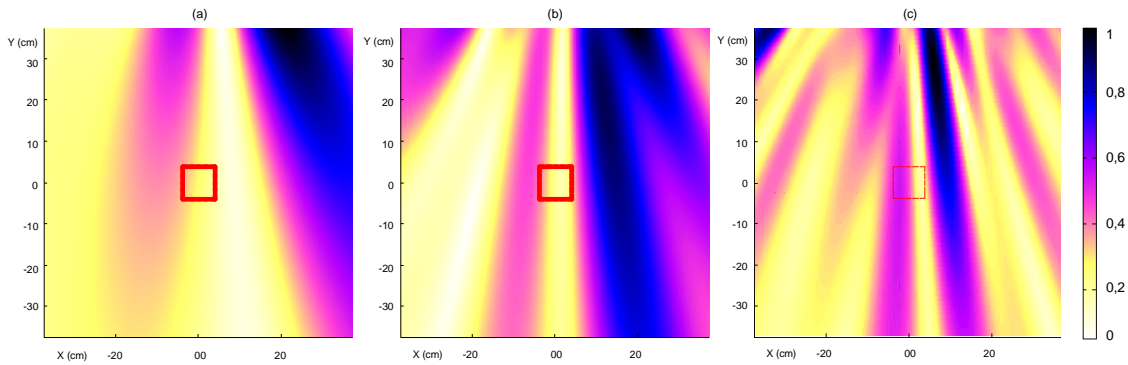


Figure V.18 : Cartes des champs retournés pour  $V_2$ . Cible métallique à 40 cm  
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 8 GHz

Un comportement erratique est observé : il est difficile de retrouver des champs antisymétriques hormis à certaines fréquences. Les cartes de champs retournés à partir de  $V_1$  sur une grande partie de la bande de fréquence sont aussi proposés (Fig. V.19). Lors des études menées dans le domaine temporel (cf IV.3.1), nous avons observé une uniformisation de l'amplitude collectée par les antennes sur la ligne en raison de la forme de la cible. De plus, les antennes utilisées dans le SIMIS ont un comportement variable selon la fréquence et ne deviennent directives qu'en augmentant celle-ci. Nous relierons ces deux arguments au fait que nous observons une antisymétrie sur les tracés de  $V_1$  jusqu'à environ 4 GHz. Au delà, nous observons une bonne focalisation sur le diffuseur (Fig. V.19(d) à (f)). Le tableau qui regroupe les trois premières valeurs propres nous renseigne sur leurs amplitudes respectives :

Fréquence (GHz)	2	3	4	5	7	8
Valeur 1	1.36E-003	1.64E-003	2.19E-003	9.80E-004	7.44E-004	8.18E-004
Valeur 2	4.80E-005	5.72E-005	2.68E-005	7.41E-005	6.59E-005	8.06E-006
Valeur 3	2.72E-006	6.85E-006	4.71E-006	5.62E-006	6.00E-006	5.45E-006

Tableau V.3 : Amplitude des 3 premières valeurs propres sur la bande de fréquences

Le contraste est très élevé pour la première valeur propre et diminue peu avec l'élévation de la fréquence, conduisant à une bonne amplitude sur le champ focalisé. Par contre, celui-ci est moins bon entre la seconde et la troisième, ce qui explique les résultats moyens sur les champs antisymétriques. La détection de la cible est beaucoup plus complexe à réaliser par cette

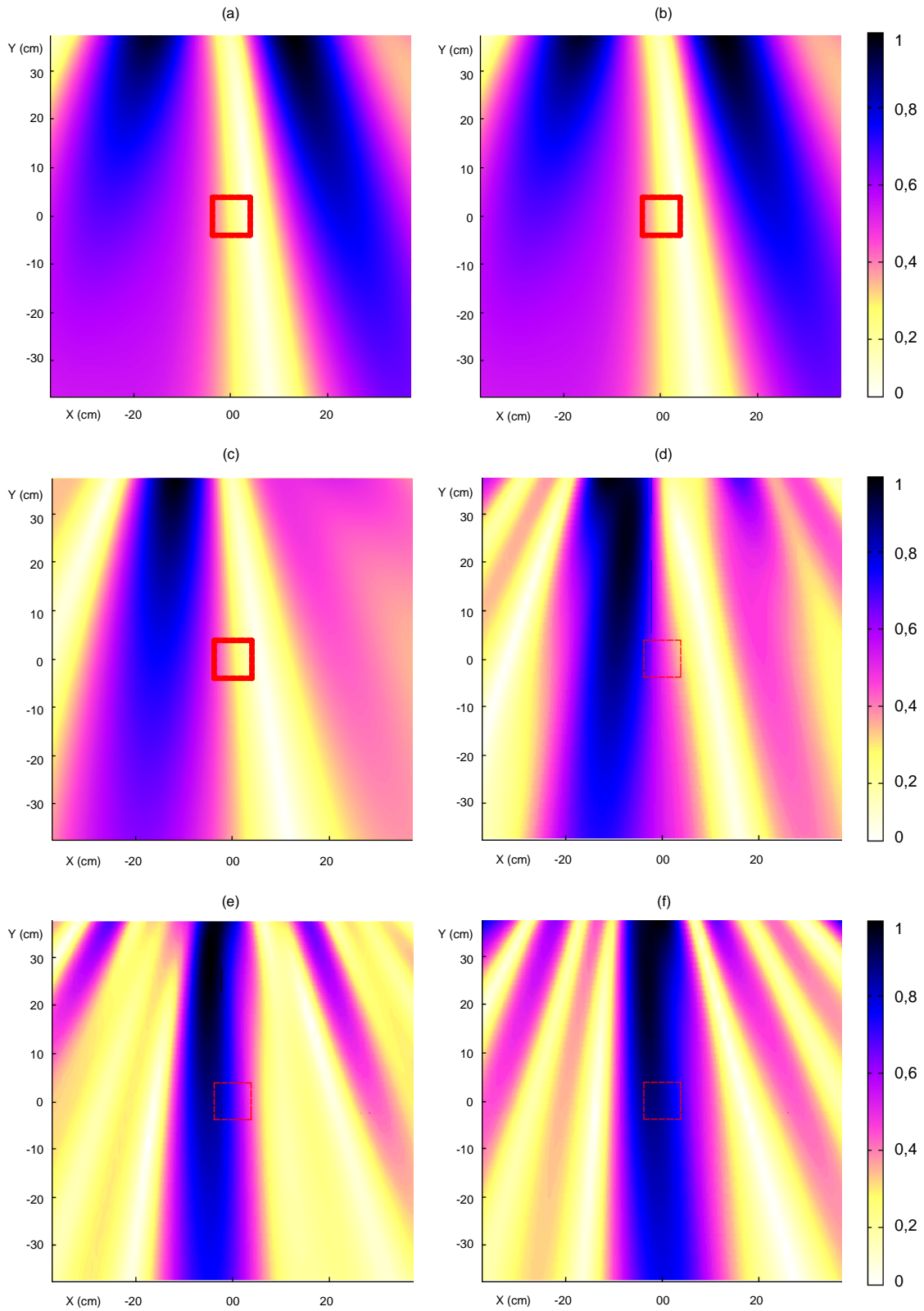


Figure V.19 : Cartes des champs retournés pour  $V_1$ . Cible métallique à 40 cm  
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 3 GHz, (c) 4 GHz, (d) 5 GHz, (e) 7 GHz, (f) 8 GHz



méthode au regard de ces premiers résultats et nous ne devrions pas obtenir d'amélioration en éloignant l'objet.

Nous présentons toutefois les cartes des champs retournés calculés lorsque la portée est de 80 cm. Nous utilisons  $V_1$  et proposons les champs sur la plupart des fréquences calculées sur la figure V.20. L'interprétation que nous avons fournie pour une portée inférieure, focalisation s'améliorant en augmentant la fréquence, n'est plus valide. Par contre, lorsque la fréquence augmente, nous observons plusieurs directions pour les champs symétriques qui ne convergent que partiellement sur le diffuseur. Si la focalisation est possible en basse fréquence, nous pouvons l'expliquer à l'aide d'une longueur d'onde plus grande et de terme de phase. En effet, le comportement dipolaire des ETSA n'est plus un inconvénient à cette distance. L'ensemble des valeurs prises par les trois premières valeurs propres est :

Fréquence (GHz)	2	3	4	5	7	8
Valeur 1	3.91E-004	4.34E-004	4.97E-004	3.61E-004	2.81E-004	2.23E-004
Valeur 2	4.42E-006	3.92E-006	5.08E-006	4.54E-006	3.41E-006	4.13E-006
Valeur 3	1.75E-006	9.74E-007	1.58E-006	1.75E-006	1.78E-006	1.30E-006

Tableau V.4 : Amplitude des 3 premières valeurs propres sur la bande de fréquences

Quelle que soit la fréquence, il y a un rapport très important entre la première valeur propre et la seconde. Cependant cela n'est plus le cas entre la seconde et la troisième. Enfin, l'étude des champs calculés à partir de  $V_2$  ne présente aucun caractère réellement antisymétrique et nous ne présentons que quelques échantillons (Fig. V.21).

### V.3.2.3. Synthèse

Nous avons calculé l'opérateur de retournement temporel pour les données collectées avec le SIMIS. Le tracé des cartes de champs retournés issus des deux premières valeurs propres de l'opérateur est effectué afin de focaliser ces champs sur le diffuseur et le détecter. Dans le cas d'un objet diélectrique, cela s'avère possible en utilisant conjointement les champs symétrique et antisymétrique, notamment à courte portée. En effet, nous pouvons rechercher les extrema sur les modules de ces champs et les sauts de  $\pi$  sur leurs phases.

Pour une cible métallique, nous avons rencontré plusieurs difficultés. La première survient pour les champs issus de la seconde valeur propre. Ces champs, théoriquement antisymétriques, sont tantôt convergents tantôt divergents sans qu'il soit possible de les comparer avec ceux reliés à la première valeur propre. Pour celle-ci, en raison du comportement dipolaire des antennes en bas de bande de fréquence, les champs retournés sont dégradés, limitant les possibilités de focalisation à courte portée. Cependant, notre approche multi-fréquence permet de lever les ambiguïtés liées à la position du diffuseur. En effet, dans un milieu peu ou non dispersif, c'est un moyen de discrimination efficient [MIC01].

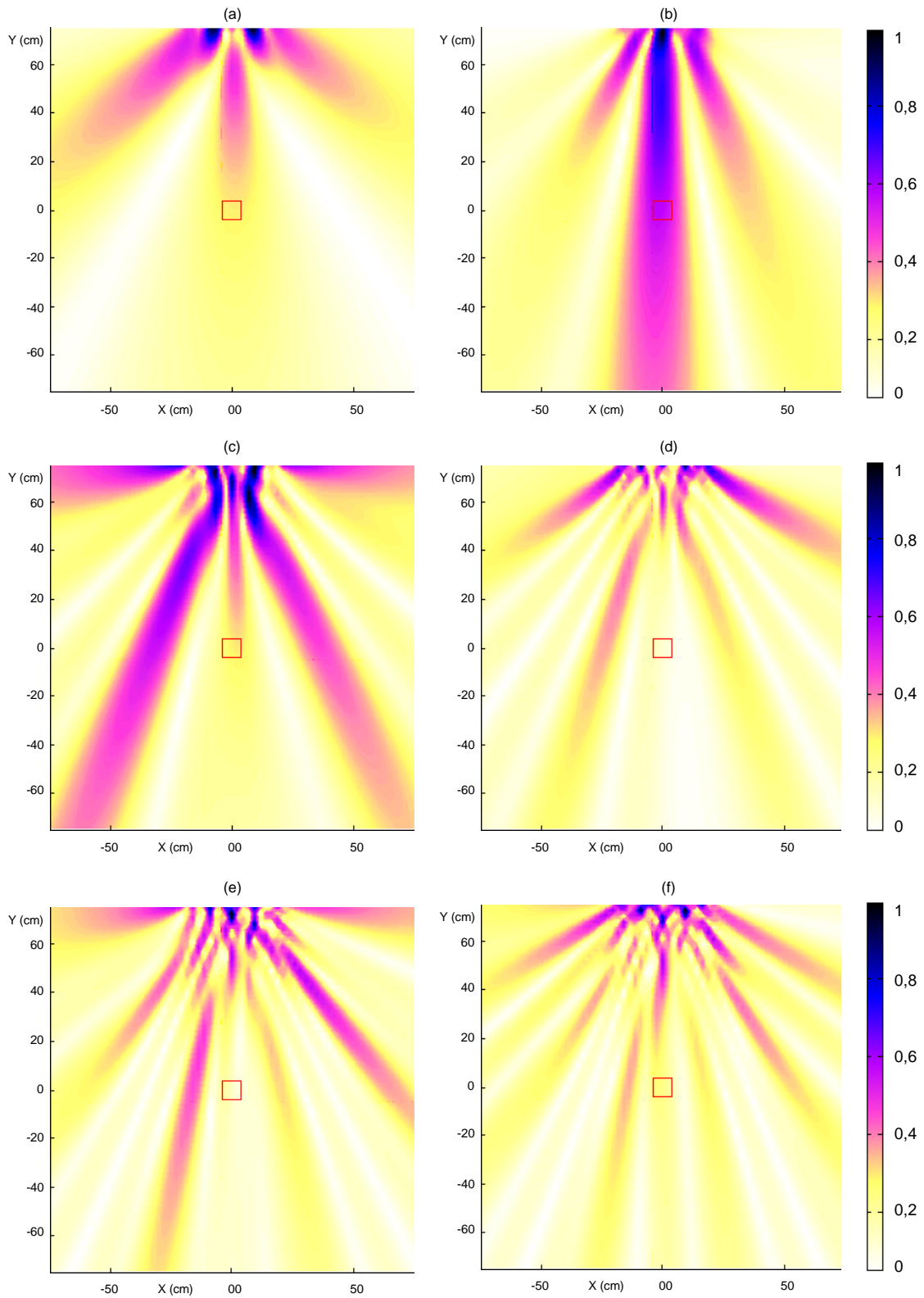


Figure V.20 : Cartes des champs retournés pour  $V_1$ . Cible métallique à 80 cm  
Fréquences (a) 2 GHz, (b) 3 GHz, (c) 4 GHz, (d) 5 GHz, (e) 7 GHz, (f) 8 GHz

## V.4. Conclusion

Dans ce chapitre, des techniques transposées du domaine acoustique ont été appliquées. Les procédés de retournement temporel (RT) et de décomposition de l'opérateur de retournement temporel (DORT) reposent sur la réciprocité de propagation des ondes dans un milieu invariant dans le temps.

Le RT, qui consiste fondamentalement à remplacer  $t$  par  $-t$  dans l'équation des ondes, permet de synthétiser une onde qui focalise sur les cibles, diélectrique et métallique, pour les deux portées retenues. Leur détection en est donc facilitée. La qualité des images est très bonne, fournissant une alternative efficace à l'étude des A-scans et la recherche d'échos, surtout lorsque la distance augmente. Pour l'analyse à partir de la méthode de DORT, nous devons considérer que les cibles sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Cela conduit à étudier deux valeurs propres pour chaque diffuseur recherché. Les résultats les meilleurs sont observés en bas de la bande de fréquences, lorsque l'hypothèse sur la longueur d'onde est pleinement vérifiée. La focalisation est possible sur l'objet diélectrique, la détection assurée par l'étude conjointe des deux vecteurs propres de comportement symétrique ou antisymétrique, en module mais aussi en phase. Pour l'objet métallique, les champs retournés focalisent moins précisément. S'il ressort que la ligne de mesure est courte pour ce type de traitement, le recours à de multiples fréquences permet de lever parfois des ambiguïtés.

Nous avons étudié deux techniques d'imagerie qualitative au regard des perspectives que nous envisageons pour le SIMIS. En effet, un projet de doublement du réseau est en cours, ce qui permettra sans doute d'obtenir des images encore meilleures.

## Conclusions et perspectives

L'obtention d'un radar subsurface aux performances optimales fournissant des données brutes de grande qualité demeure un élément déterminant dans la conception d'un système d'imagerie microonde. L'objectif de cette thèse a été de développer un radar multistatique-multifréquence, destiné à de nombreuses applications couvrant un domaine spectral le plus large possible, sans subir aucune modification majeure.

L'objectif de polyvalence a orienté la conception du Système d'Imagerie Microonde à Impulsions Synthétiques. Ce radar dispose d'un réseau d'antennes opérant sur une très large bande de fréquence, d'un multiplexeur formé d'interrupteurs microondes et d'un analyseur de réseau vectoriel qui officie comme source d'une impulsion synthétique lorsqu'il est configuré pour émettre un spectre de fréquence par sauts discrets successifs. Ainsi, les performances théoriques du SIMIS ont pu être évaluées. La portée non ambiguë, avant périodicité de l'impulsion synthétique, est calculée à  $10\text{ m}$ . La résolution longitudinale, qui dépend de la largeur de l'impulsion donc de la bande passante du système, est de  $4,8\text{ cm}$  pour un spectre compris entre  $2$  et  $8\text{ GHz}$ . Sans l'adoption d'une fenêtre de pondération des lobes secondaires de Hamming, celle-ci aurait été de  $3\text{ cm}$ . Enfin, la dynamique de détection, limitée par le seuil de sensibilité du système, primordiale dans le cas des SPR, est optimisée jusqu'à atteindre la valeur de  $90\text{ dB}$ . Ce résultat a fait l'objet d'un compromis sur le temps d'acquisition,  $1,39\text{ s}$  pour la largeur du filtre FI, et sur la résolution, adoption possible de la fenêtre de pondération de Hann, dont nous pouvons nous affranchir lors de l'investigation de milieux défavorables à la propagation des ondes électromagnétiques.

Avant d'être exploité pour l'imagerie subsurface, un tel système nécessite de nombreux réglages. L'opération dite de calibrage consiste à compenser numériquement les erreurs systématiques observées dans un appareil radiofréquence. Tout d'abord, l'analyseur de réseau vectoriel est calibré de manière exhaustive afin de compenser toutes les erreurs qu'il peut produire. Puis, le module de multiplexage-démultiplexage est lui aussi pris en compte dans cette phase pour s'affranchir des pertes d'insertion qu'il induit, mais aussi pour présenter les voies les plus symétriques possibles. Enfin, si une méthode de calibrage des antennes a été énoncée, seule la suppression du couplage inter-antennes survenant au sein du réseau est mise en oeuvre, elle n'est pas indispensable sur la plupart des données différentielles. Ne pouvant prédire certainement tout événement lors de l'utilisation du SIMIS, nous avons ensuite procédé à des études sur les erreurs aléatoires et de dérive. Ces dernières sont surtout limitées à des phénomènes liés à la température. Nous étudions donc son influence pour la source radiofréquence mais aussi pour l'environnement habituel des acquisitions. La température de la

chambre anéchoïque du laboratoire affiche un gradient important entre les périodes estivale et hivernale. Cette variation se traduit par une translation des mesures en terme d'amplitude. Cependant, il est montré que le fonctionnement de l'analyseur vectoriel sur une période de 36 h ne grévait en rien ses performances, les légères variations étant dues à des erreurs aléatoires. En effet, lorsque nous conduisons plusieurs acquisitions en rafale, nous ne pouvons nous affranchir d'une légère incertitude sur le résultat, qui est évaluée à 0,43 dB en procédant au moyennage de cinq mesures successives. Enfin, les éventuelles fuites liées aux câbles de raccordement entre les modules du système peuvent être négligées devant leurs amplitudes.

Le radar a été mis en oeuvre face à deux cibles canoniques. La première est un cylindre métallique, fournissant un contraste très élevé en terme de diffraction. La seconde est un parallélépipède rectangle de constante diélectrique  $\epsilon_r$ , évaluée à 3,3. À l'aide de deux acquisitions – l'une de référence car sans objet, l'autre avec une cible dans le champ du système – nous calculons des jeux de données décrivant le champ diffracté par la cible. Une étude de cas sert de base pour fixer la borne supérieure du système en termes de performances, celle-ci montre que le rayonnement des ondes électromagnétiques est faible en réflexion, seule configuration possible pour un SPR. Malgré cette limite, le SIMIS se comporte bien lors des acquisitions des champs diffractés par la cible diélectrique. Sa portée maximale dans l'air est évaluée à 100 cm, en deçà la cible est parfaitement détectée par le positionnement des hyperboles de diffraction sur les images de type B-scan, dont les amplitudes et les retards concordent avec notre connaissance *a priori* du problème. Son identification est même possible, à l'aide d'un modèle, car la cible diélectrique produit deux échos distincts, un pour chaque surface où se produit la diffraction, analogiquement à un milieu stratifié. Les meilleurs résultats pour l'amplitude sont bien sûr obtenus avec la cible métallique, mais un aléa survenant régulièrement sur les mesures en réflexion motive l'adoption d'un autre protocole d'acquisition. Cette variante hybride conserve le réseau d'antennes qu'elle emploie en tant que récepteur multistatique, elle se dote d'une antenne spécifique à l'émission. En dépit du temps nécessaire pour acquérir le même nombre de mesures que le SIMIS, cette configuration suscite beaucoup d'enthousiasme par la qualité des résultats et présuppose des développements ultérieurs. Bien que limitées à des expérimentations au sein du laboratoire, cette campagne de mesures permet de construire une base importante de données brutes, autorisant l'exploitation de techniques d'imagerie microonde qualitatives.

Basées sur le retournement temporel, deux méthodes issues de l'acoustique sont décrites et employées. L'inversion des mesures dans le temps permet de proposer des cartes de champs diffractés retournés. Ces champs réemis synthétiquement montrent la focalisation sur le diffuseur illuminé initialement par le réseau. La qualité des images produites, cible métallique ou diélectrique, portée courte ou longue, est largement suffisante pour permettre la détection et la localisation de l'objet. La configuration hybride produit encore de meilleurs résultats en terme de focalisation sur le diffuseur. La seconde technique, Décomposition de l'Opérateur de Retour-

nement Temporel, montre ses limites devant la faible longueur de la ligne de capteurs. Si elle permet en théorie de détecter plusieurs cibles par l'étude successive de valeurs propres et de vecteurs propres, son efficacité est observée en bas de bande de fréquences pour l'objet diélectrique principalement. L'un et l'autre de ces algorithmes sont donc employés avec succès.

Par le développement, théorique et expérimental, d'un système d'imagerie microonde au travers de ses performances intrinsèques et de premières acquisitions en milieu favorable, nous démontrons le potentiel de celui-ci pour des applications diverses dans les domaines militaire pour la détection de mines et du génie civil avec l'évaluation de l'épaisseur de chaussées. Nous pensons donc qu'il conviendra de procéder à des expérimentations sur des sites tests afin de dégager des axes de recherche quant à son optimisation finale. Cependant, d'autres investigations devront être menées. Elles débutent par l'étude de la mesure en réflexion par le réseau afin de ne négliger aucune configuration. Elles se poursuivent par l'adoption de la méthode de correction des antennes en terme d'adaptation ou mieux encore par l'intégration des diagrammes de rayonnement dans le calibrage du système. Elles s'élargissent avec le projet mené actuellement de dupliquer la ligne de mesure, qui fournirait donc une ligne d'une longueur deux fois plus grande ou alternativement un double réseau linéaire d'émission-réception. Ce type de réseau pourrait servir de base à l'architecture d'un miroir de retournement temporel ultra large bande, dont la fréquence centrale et la largeur de bande seraient adaptables (actuellement le Laboratoire Ondes et Acoustique, ESPCI-CNRS Paris 7, a mis au point un miroir à bande étroite, centrée sur la fréquence  $2,4\text{ GHz}$  [SAI06]). Le système permettrait de dénombrer, localiser et suivre des mobiles derrière une interface grâce à la méthode de DORT. Enfin, la mise en conformité des algorithmes d'imagerie quantitative développés au LEAT autorisera la reconstruction de cibles à l'aide de données expérimentales.

---

Publications consécutives aux travaux de thèse :

V. Chatelée, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, "Augmentation de la Dynamique de Détection au sein d'un Système Multicapteur destiné à l'Imagerie Microonde d'Objets Enfouis", *Proc. 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2003)*, pp 146-147, Lille, Mai 2003

V. Chatelée, A. Dubois, I. Aliferis, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, "Real data microwave imaging using time reversal", *Proc. Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS2006)*, 2-5 août 2006, Tokyo, Japon.

V. Chatelée, A. Dubois, I. Aliferis, J.-Y. Dauvignac, H. El Yakouti, C. Pichot, "Time Reversal Imaging Techniques applied to Experimental Data", *Proc. Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2006)*, 19-21 Septembre 2006, Gênes, Italie.



## Annexe A

Selon [HAR78], [SHE98] et [TRE00]

### 1. Fenêtre de Hann

$$w(n) = 0.5 \cdot \left[ 1 - \cos\left(2\pi \frac{n}{N}\right) \right] ; \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (\text{A.1})$$

Le niveau de lobes secondaires se situe à -32 dB.

La TF de cette fenêtre peut être vue comme la décomposition de trois noyaux de Dirichlet :

- le premier centré sur l'origine avec un facteur d'amplitude 1/2,
- une paire de noyaux translétés sur les premiers zéros de la fonction sinus cardinal avec une amplitude de 1/4 et en opposition de phase avec le noyau central.

Pour aboutir à :

$$TF[w(n)] = W(\theta) = 0.5 D(\theta) + 0.25 \left[ D\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right) + D\left(\theta + \frac{2\pi}{N}\right) \right] \quad (\text{A.2})$$

où :

$$\text{Expression du noyau de Dirichlet : } D(\theta) = \exp\left(j\frac{\theta}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\theta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\theta\right)} \quad (\text{A.3})$$

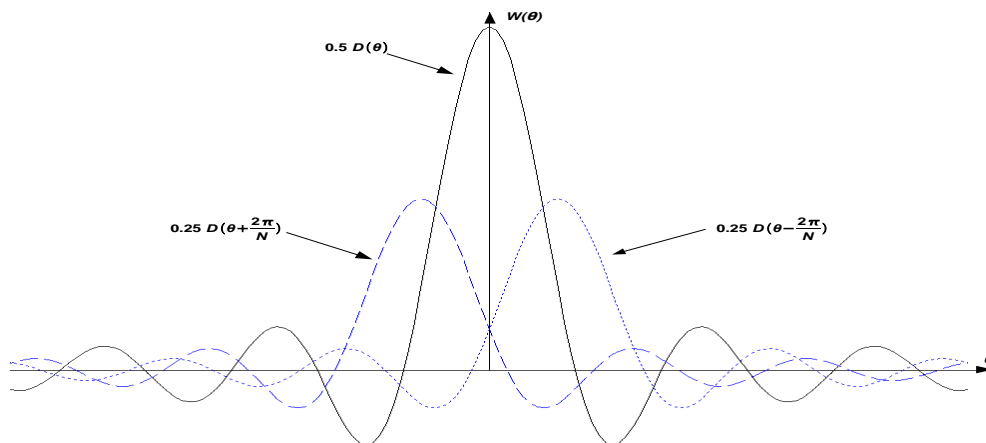


Figure A.1 : TF de la fenêtre de Hann vue comme la somme de noyaux de Dirichlet



## 2. Fenêtre de Hamming

$$w(n) = \alpha - (1-\alpha)\cos\left(2\pi\frac{n}{N}\right) \quad ; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{A.4})$$

ou :

$$W(\theta) = \alpha D(\theta) + 0.5(1-\alpha) \left[ D\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right) + D\left(\theta + \frac{2\pi}{N}\right) \right] \quad (\text{A.5})$$

Cette fenêtre admet une parfaite annulation du premier lobe secondaire pour  $\alpha = 25/46$ . Le niveau des plus hauts lobes secondaires se situe à  $-43$  dB. Nous pouvons développer la fonction pondérée  $f_w(n)$  qui est le produit du signal considéré  $f(n)$  avec la fenêtre  $w(n)$  :

$$f_w(n) = f(n) \cdot w(n) \quad (\text{A.6})$$

$$f_w(n) = \alpha f(n) - (1-\alpha)\cos\left(2\pi\frac{n}{N}\right) \cdot f(n) \quad (\text{A.7})$$

$$f_w(n) = \alpha f(n) - \frac{(1-\alpha)}{2} \left[ e^{+j2\pi\frac{n}{N}} + e^{-j2\pi\frac{n}{N}} \right] \cdot f(n) \quad (\text{A.8})$$

En prenant la TFD de (A.8), il vient :

$$F_w(k) = \alpha F(k) - \frac{(1-\alpha)}{2} [F(k-1) + F(k+1)] \quad (\text{A.9})$$

La fenêtre de Hamming est incorporée sous cette forme dans le programme de post-traitement.

## Annexe B

### Caractéristiques des commutateurs HP8762B :

- nombre de voies : 3
- bande de fréquence : du continu jusqu'à 18 GHz
- pertes par insertion : < 0,50 dB jusqu'à 18 GHz
- isolation entre les voies : > 90 dB jusqu'à 18 GHz
- rapport d'ondes stationnaires : < 1,30 jusqu'à 18 GHz
- vitesse de commutation : < 30 ms
- durée de vie : > 1 million de cycles
- connecteurs : SMA(f)
- puissance moyenne : 1 W
- tension de commutation : 24 V
- courant de commutation : 120 mA
- dimensions : 53×14×54 mm<sup>3</sup>
- poids : 220 g
- températures d'utilisation : -25 °C à 75 °C

### Caractéristiques des commutateurs HP 87104B :

- nombre de voies : 5
- bande de fréquence : du continu jusqu'à 20 GHz
- pertes par insertion : < 0,60 dB jusqu'à 20 GHz
- isolation entre les voies : > 70 dB jusqu'à 20 GHz
- rapport d'ondes stationnaires : < 1,70 jusqu'à 20 GHz
- vitesse de commutation : < 15 ms
- durée de vie : > 5 millions de cycles
- connecteurs : SMA(f)
- puissance moyenne : 1 W
- tension de commutation : 24 V
- courant de commutation : 200 mA
- dimensions : 57×57×63 mm<sup>3</sup>
- poids : 229 g
- températures d'utilisation : -25 °C à 75 °C

Spécifications des câbles coaxiaux semi-rigides RG 402 :

- impédance : 50  $\Omega$
- âme centrale : fil d'acier cuivré et argenté
- diamètre de l'âme centrale : 0,91 mm
- diélectrique : PTFE (PolyTétralFluoroEthylène)
- conducteur extérieur : cuivre
- diamètre extérieur : 3,6 mm
- capacité : 98 pF.m<sup>-1</sup>
- tension maximum : 1,9 kV
- affaiblissement à 10 GHz : 1,37 dB.m<sup>-1</sup>
- températures d'utilisation : -40 °C à 125 °C

Spécifications des câbles coaxiaux souples ATEM x85 :

- impédance : 50  $\Omega$
- âme centrale : acier cuivré et argenté
- diélectrique : PTFE extrudé
- gaine extérieure : FEP (FluoroEthylène Propylène)
- diamètre extérieur : 4,06 mm
- affaiblissement à 10 GHz : 1,48 dB.m<sup>-1</sup>
- températures d'utilisation : -65 °C à 200 °C

## Annexe C

Spécifications de l'analyseur de réseaux vectoriel HP8720B :

- type de connecteurs : 3,5 mm (mâle)
- impédance : 50  $\Omega$
- bande de fréquence : 130 MHz à 20 GHz
- résolution : 100 kHz
- stabilité :  $\pm 7,5$  ppm entre 0 et 55°C
- précision :  $\pm 10$  ppm à 23°  $\pm 3^\circ\text{C}$
- dynamique maximum : 85 dB de 2 à 8 GHz
- caractéristiques optimales des ports de 2 à 8 GHz :
  - directivité : 40 dB
  - adaptation de la source : 30 dB
  - adaptation de la charge : 35 dB
  - poursuite en réflexion :  $\pm 0,10$  dB
  - poursuite en transmission :  $\pm 0,12$  dB
  - diaphonie : négligeable
- puissance maximale admissible : +20 dBm
- puissance de sortie maximum :
  - port 1 : -10 dBm
  - port 2 : -30 dBm
- température d'utilisation : 0 à 55°C
- dimensions : 267×425×502 mm<sup>3</sup>

## Annexe D

Programme d'acquisition bistatique

*Interface utilisateur du programme d'acquisition bistatique*

**Analyseur de réseau**

- ◆ 21 points
- ◆ 51 points
- ◆ 101 points
- ◆ 201 points
- ◆ 401 points
- ◆ 801 points

◆ Pas de calibrage

◆ Réflexion - S11

◆ Transmission - S21

Fréquence centrale (GHz): 5

Pas fréquentiel (GHz): 0.03

A Emission: 0

A Réception: 0

Polarisation: TMagnétique

Distance de l'objet (cm): Objet présent 40

**Domaine d'acquisition** fréquentiel

Fréquence min: 2

Instant initial: [ ]

Fréquence max: 8

Instant final: [ ]

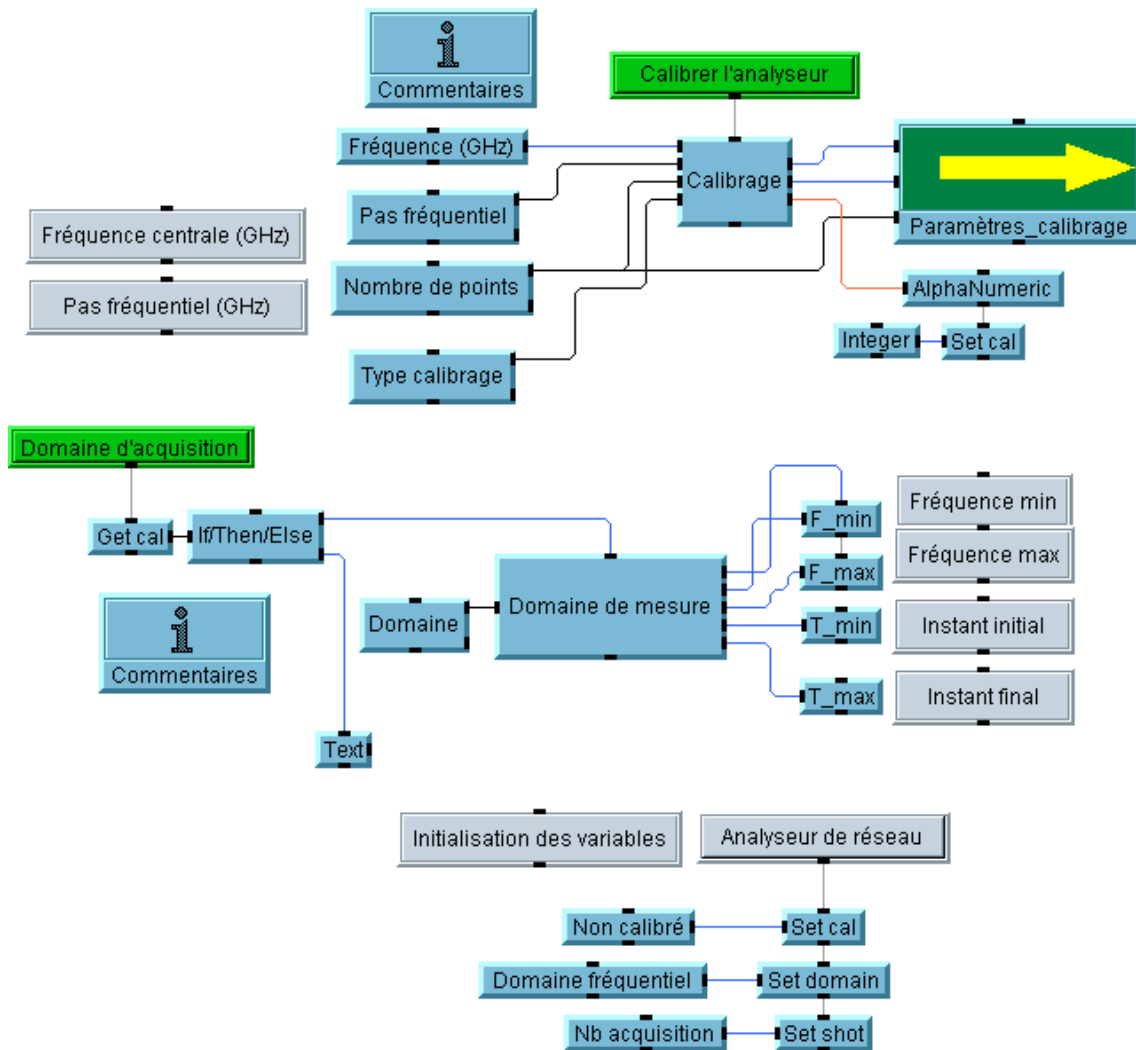
Calibrer l'analyseur

Exécuter

F1: S21   S11   F2: Ok ?   Annuler

Plot area: x: 5.006, y: -30

Première partie du programme : calibrage et choix du mode d'acquisition





## Annexe E

Programme de calibrage du SIMIS

*Interface utilisateur du programme de calibrage*

**Appuyer pour initialiser les switches**

Nom calibration  
calibration\_SIMIS

Start (GHz) 2 Stop (GHz) 8

◆ 21 points  
◆ 51 points  
◆ 101 points  
◆ 201 points  
◆ 401 points  
◆ 801 points

◆ SIMIS  
◆ Hybride

Puissance (dBm) -10 sans ampli

Commentaires  
calibration du 2 mai. 401 points entre 2 et 8 GHz.

**Démarrer/Reprendre le calibrage de l'analyseur**

Recommencer  Poursuivre ?

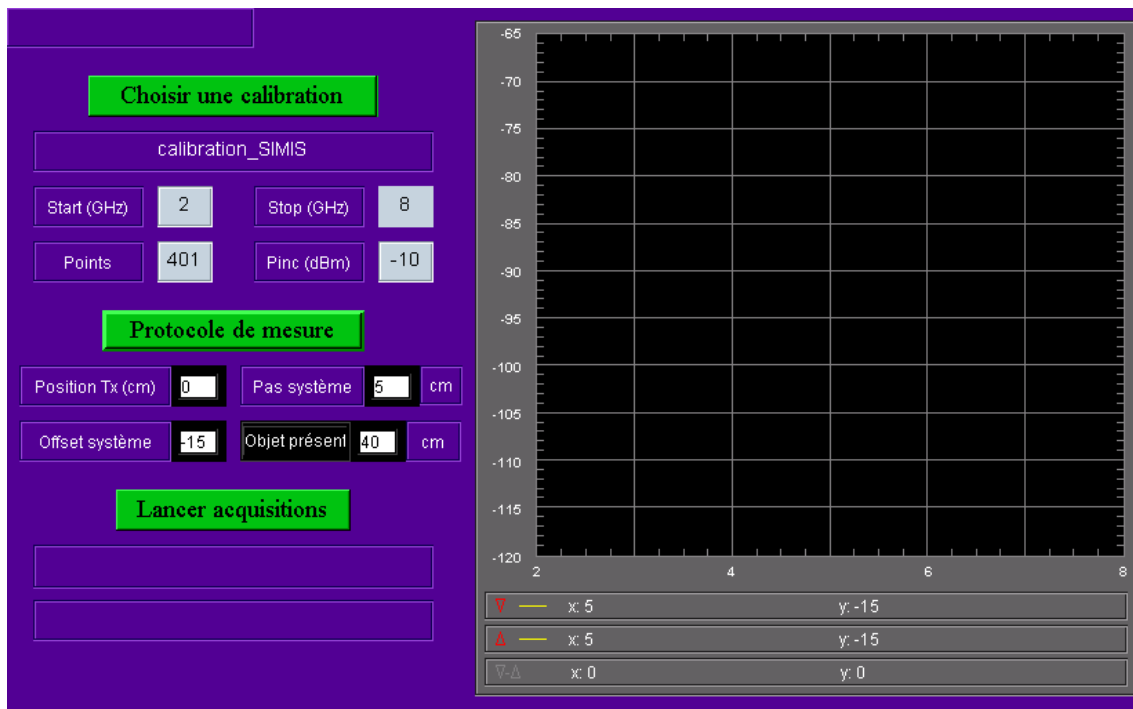




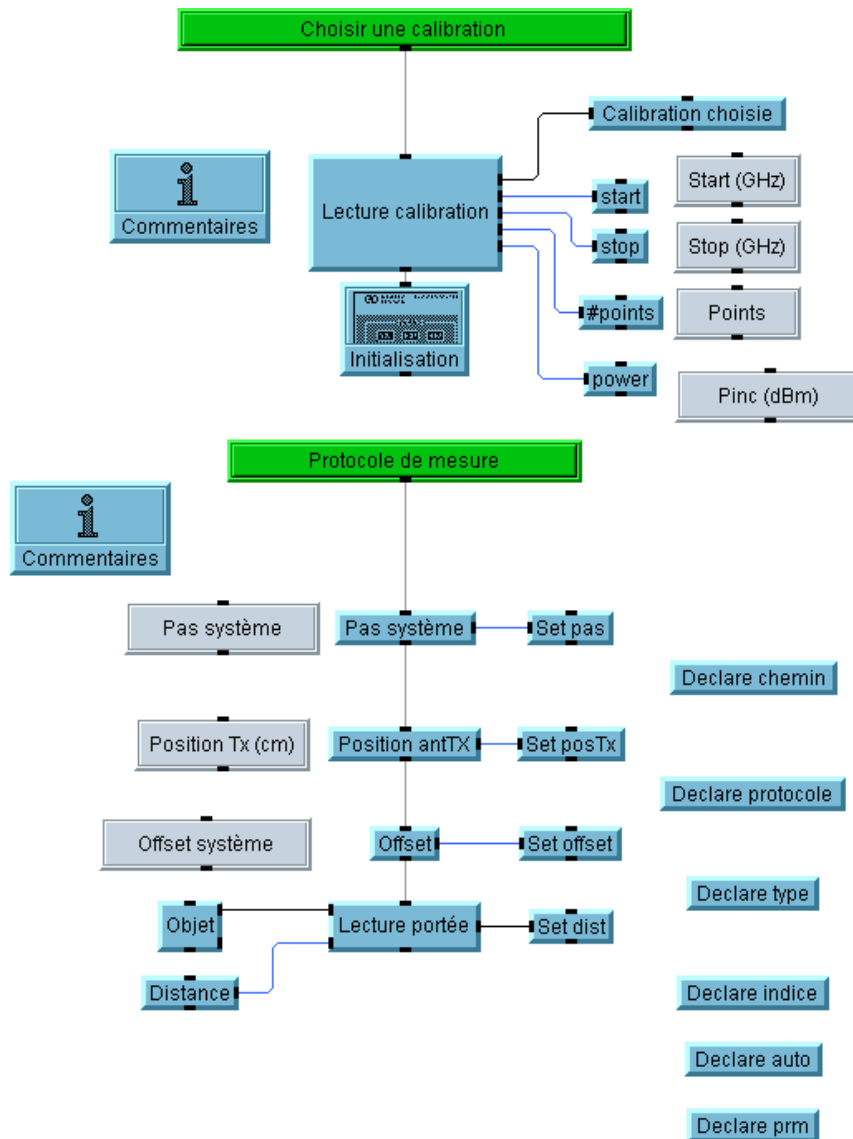
## Annexe F

Programme d'acquisition du SIMIS

*Interface utilisateur du programme d'acquisition*



Première partie du programme : calibrage et choix du protocole d'acquisition







## Bibliographie

- [ADA82] M. Adams, A. Anderson, "Synthetic Aperture Tomography Imaging for Microwave Diagnostics", *IEE Proc. Microwaves, optics and Antennas*, vol. 129, pp 83-88, 1982
- [AGI90] HP 8720B Operating Manual, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/08720-90107.pdf>
- [AGI99] HP 8720B User Guide, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/08720-90288.pdf>
- [ALI02] I. Aliferis, *Imagerie microonde d'objets enterrés: modélisations numériques bidimensionnelles et étude de l'extension tridimensionnelle*, Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis et Université Technique Nationale d'Athènes, Décembre 2002
- [AQA01] I. Al-Qadi, S. Lahouar, A. Loulizi, "In situ Measurements of Hot-mix Asphalt Dielectric Properties", *Nondestructive Testing and Evaluation International*, volume 34, pp 427-434, 2001
- [BAR05] H. Bártyk, "Antenna Measurements using the Mirror Method with Gating in Time Domain", *Radioengineering*, volume 14, N°4, pp 58-62, Décembre 2005
- [BOL82] J.-C. Bolomey, A. Izadnegahdar, L. Jofre, C. Pichot, G. Peronnet, M. Solaimani, "Microwave Diffraction Tomography for Biomedical Application", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, pp1998-2000, 1982
- [BOL86] J.-C. Bolomey, H. de Talhouet, Y. Anguill, "Mise en service et test de deux caméras microondes pour applications biomédicales", *Proc. GBM/TEP n°84012, Contrat Anvar n°A844735*, 1986
- [BRI76] E. O. Brigham, *The Fast Fourier Transform*, Prentice-Hall, Chap 6-9, 1976
- [BRU97] H. Brunzell, "Impulse Radar for Detection and Classification of Buried Landmines", *Antenn 97 Nordic Antenna Conference*, pp. 299-305, Göteborg, Mai 1997
- [BRU98] H. Brunzell, A. Ericsson, "Dual-Antenna Impulse Radar for Improved Detection of Buried Land Mines", *Proceedings SPIE: International Symposium on Opt. Sc., Engineering and Instrumentation*, pp 725-734, San Diego, 1998
- [CHA02] V. Chatelée, "Augmentation de la dynamique de détection au sein d'un réseau multicapteurs destiné à l'imagerie radar d'objets enfouis", *Rapport de DEA, Université de Nice-Sophia Antipolis*, Juin 2002
- [CHA03] V. Chatelée, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, "Augmentation de la dynamique de détection au sein d'un système multicapteur destiné à l'imagerie microonde d'objets enfouis", *Proc. 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2003)*, p.146-147, Lille, Mai 2003
- [CHE90] W. Chew, Y.-M. Yang, "Reconstruction of Two-Dimensional Permittivity Distribution using the Distorted Born Iterative Method", *IEEE Trans. on Medical Imaging*, vol. 5, no. 2, pp 218-225, Juin 1990

- [CHE95] W. Chew, H.-T. Lin, "A Frequency-Hopping Approach for Microwave Imaging of Large Inhomogeneous Bodies", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 12, pp 439-441, Décembre 1995
- [DAU03] J.-Y. Dauvignac, E. Guillaumont, E. Le Brusq, P. Millot, C. Pichot, "Antenne ultra large bande pour l'imagerie radar subsurface". Licence exclusive à THALES AIR DEFENCE n°L03017, signée le 20 mai 2003. Partenaires de la licence: CNRS, UNSA, LCPC et ONERA
- [DAN06] D. Daniels, *Surface-Penetrating Radar*, IEE 3e édition, Londres, 2006
- [DER01] X. Derobert, C. Fauchard, P. Côte, E. Guillaumont, "Performances de radars d'auscultation des chaussées sur des sites tests", *Bulletin des LCPC*, vol. 230, pp 15-22, Février 2001
- [DEV84] A. Devaney, "Geophysical Diffraction Tomography", *IEEE Trans. on Geosci. Remote Sensing*, vol. GE-22, pp 3-13, 1984
- [DOU97] C. Dourthe, *Tomographie microonde d'objets enterrés. Application à l'auscultation radar*, Thèse de doctorat, École Centrale des Ponts et Chaussées, Septembre 1997
- [DUB05] A. Dubois, *Étude de l'Interaction d'une Onde électromagnétique avec une Structure Matérielle en Régime Temporel : Problèmes Directs et Inverses*, Thèse de doctorat, Université d'Aix-Marseille III, Septembre 2005
- [ETT77] P. Van Etten, "The Present Technology of Impulse Radars," *International Radar Conference Proceedings*, pp. 535–539, Octobre 1977
- [FER03] R. Ferrayé, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, "An Inverse Scattering Method based on Contour Deformations by Means of a Level Set Method using Frequency Hopping Technique", *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 51, Iss 5, pp 1100-1113, Mai 2003
- [FIN97] M. Fink, "Time Reversed Acoustics", *Physics Today*, vol. 3, pp 34-40, 1997
- [FRA93] A. Franchois, *Contribution à la tomographie microonde : algorithmes de reconstruction quantitative et vérifications expérimentales*, Thèse de doctorat, Université Paris-Sud (Orsay), 1993
- [FRA97] A. Franchois, C. Pichot, "Microwave Imaging-Complex Permittivity Reconstruction with a Levenberg-Marquardt Method", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 2, pp 203-215, Février 1997
- [FRA02] A. Franchois, P. Lewyllie, L. Taerwe, "Évaluation non destructive du béton armé par imagerie microonde SAR", *GDR ondes /GT3 "Imagerie et inversion"*, Paris, Octobre 2002
- [FRZ02] O. Franza, N. Joachimowicz, J.-C. Bolomey, "SICS: A Sensor Interaction Compensation Scheme for Microwave Imaging", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 2, pp 211-216, Février 2002

- [GAR96] P. Garreau, G. Cottard, P. Berthaud, E. Beaumont, et J.-C. Bolomey, "Potentials of Microwave Tomographic Imaging for Online Detection of Landmines", EUREL Int. Conf. on the Detection of Abandoned Land Mines, p. 164 -166, Édimbourg, Octobre 1996
- [GEN03] P. van Genderen, I. Nicolescu, "System Description of a SFCW Radar for Humanitarian Demining", Proc. 2nd Int. Workshop on Advanced GPR, pp 9-15, Delft, 2003
- [GIB79] P. Gibson, "The Vivaldi Aerial", Digest of 9th European Microwave Conference, pp 101-105, Brighton, Septembre 1979
- [GUI00] E. Guillanton, *Étude d'un Système d'Imagerie Microonde Multistatique-Multifréquence pour la reconstruction d'objets enfouis*, Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Décembre 2000
- [HAL97] U. Halabe, H. Chen, V. Bhandarkar, Z. Sami, "Detection of Subsurface Anomalies in Concrete Bridge Decks using Ground Penetrating Radar", ACI Materials Journal, Vol. 94, no. 5, pp. 396-408, Octobre 1997
- [HAM95] S.-E. Hamran, D. Gjessing, J. Hjelmstad, E. Aarholt, "Ground Penetrating Synthetic Pulse Radar : Dynamic Range and Modes of Operation", Journal of Applied Geophysics, vol. 33, pp 7-14, 1995
- [HAR69] H. Harmuth, *Transmission of Information by Orthogonal Functions*, Springer 1st edition, New York, 1969
- [HAR78] F. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proc. IEEE, Vol. 66, no 1, Janvier 1978
- [HAY94] S. Haykin, *Communications Systems*, Wiley, 3e édition, Chap 2, 1994
- [HER95] H. Herman, S. Singh, "First Results in Autonomous Retrieval of Buried Objects", Int. J. of Rock Mechanics and Mining Sc. and Geomechanics Abstracts, vol. 32, no. 8, pp. 385A, Décembre 1995
- [HIN89] G. Hindman, D. Slater, "Error Suppression Techniques for Near-Field Antenna Measurements", Antenna Measurement Techniques Association Conference, Octobre 1989
- [IMB99] Y. Imbs, "Étude de Systèmes de Détection Radar Large Bande en Régime Transitoire", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 1999
- [JEN06] D. Jenn, "Geometrical Optics and the Geometrical Theory of Diffraction", Naval Postgraduate School Course Material, Monterey, Mars 2006
- [JOA91] N. Joachimowicz, C. Pichot, J.-P. Hugonin, "Inverse Scattering : an Iterative Numerical Method for Electromagnetic Imaging", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 39, no. 12, pp 1742-1752, Décembre 1991



- [KEL62] J. Keller, "Geometrical Theory of Diffraction", Journal of Optical Society of America, vol. 52, pp 116-130, 1962
- [KEM99] L. van Kempen, A. Katartzis, V. Pizurica, "Digital Signal/Image Processing for Mine Detection. Part2: Ground Based Approach", Sensor Systems and Signal Processing Tech. Applied to the Detection of Mines and Unexploded Ordnance, pp. 54 - 59, Florence, 1999
- [KEM99b] L. van Kempen, H. Sahli, "Ground Penetrating Radar Data Processing: A Selective Survey of the State of the Art Literature", Rapport technique IRIS-tr-0060, Département VUB-ETRO, 1999
- [KON95] F.-N. Kong, T. By, "Performance of a GPR System which uses Step Frequency Signals", Journal of Applied Geophysics, vol. 33, no. 1, pp 15-26, 1995
- [KOS99] J. Kositsky, P. Milanfar, "A Forward-looking GPR Mine Detection System," Proc. SPIE, vol. 3770, pp 1052-1062, Août 1999
- [LEB03] E. Le Brusq, *Imagerie microonde : influence de la polarimétrie du champ diffracté*, Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Octobre 2003
- [LES04] A. Lestari, A. Yarovoy, "Ground Influence on the Input Impedance of Transient Dipole and Bow-Tie Antenna", IEEE Antennas and Propagation, Vol. 52, No8, pp 1970-1975, Août 2004
- [LOB96] P. Lobel, *Problème de diffraction inverse : reconstruction d'image et optimisation avec régularisation par préservation des discontinuités. Application à l'imagerie microonde*, Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Septembre 1996
- [MAD99] A. Madrazo, J. Arias-González, M. Nieto-Vesperinas, "Polarization Effects in the Scattering of Electromagnetic Waves by an Object Beneath a Random Rough Surface", J. of Optical. Communications, vol. 162, pp 91-98, 1999
- [MAR01] A. Martinez, A. Byrnes, "Modeling Dielectric Constant Values of Geologic Materials : an Aid to GPR Data Collection and Interpretation", Current Research in Earth Sciences, Bulletin 247, part 1, 2001
- [MIC01] G. Micolau, *Étude théorique et numérique de la méthode de la Décomposition de l'Opérateur de Retournement Temporel en diffraction électromagnétique*, Thèse de Doctorat, Université d'Aix-Marseille, Juin 2001
- [MIC03] G. Micolau, M. Saillard, P. Borderies, "DORT Method Applied to Ultrawideband Signals for Detection of Buried Objects", IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 41, no. 8, pp 1813-1819, Août 2003
- [MOR74] R. Morey, "Geophysical Survey System Employing Electromagnetic Impulses", Brevet E.-U. 3.806.795, Avril 1974

- [NIC05] I. Nicolaescu, P. van Gederen, "UWB Spiral Antenna Used for Stepped-Frequency Radar", ANTEM, St-Malo, 2005
- [OLV88] A. Olvert, L. Cuthbert, "FMCW radar for hidden object detection", Radar and Signal Processing, vol. 135, no. 4, pp 354-361, Août 1988
- [PER83] G. Peronnet, C. Pichot, J.-C. Bolomey, L. Jofre, "A Microwave Diffraction Tomography System for Biomedical Applications", 13th European Microwave Conf., pp 529-533, Nurnberg, 1983
- [PIC85] C. Pichot, L. Jofre, G. Peronnet, J.-C. Bolomey, "Active Microwave Imaging of Inhomogeneous Bodies", IEEE Trans. on Antenna and Propagation, vol. 10, pp 416-425, 1985
- [PRA02] C. Prada, E. Kerbrat, D. Cassereau, M. Fink, "Time Reversal Techniques in Ultrasonic Non-Destructive Testing of Scattering Media", Inverse Problems, vol. 18, pp 1761-1773, 2002
- [RAP03] C. Rappaport, M. El-Shenawee, H. Zhan, "Suppressing GPR Clutter from Randomly Rough Ground Surfaces to Enhance Nonmetallic Mine Detection", J. Subsurface Sensing Technologies and Applications, vol. 4, no. 4, pp 311-326, Octobre 2003
- [RAT94] P. Ratajczak, P. Brachat, J.-L. Guiraud, "Rigorous analysis of 3D Structures Incorporating Dielectrics", IEEE Trans. on AP, vol. 42, no 8, pp 1077-1088, 1994
- [RME97] E. Rmeili, T. Scullion, "Detecting Stripping in Asphalt Concrete Layers using Ground Penetrating Radar", Transportation Research Record 1568, pp. 165-174, 1997
- [ROB99] T. Roberts, "Time-domain Deconvolution Removes the Effects of Near-field Scatterers", Journal of Computational Physics, vol. 149, pp 293-305, 1999
- [ROS73] G. Ross, K. Robbins, "Base-Band Radiation and Reception System", Brevet E.-U. 3.739.392, Juin 1973
- [SAA98] T. Saarenketo, "Electrical Properties of Water in Clay and Silty Soils", Journal of Applied Geophysics, vol. 40, pp. 73-88, 1998
- [SAI02] B. Sai, J. de Wit, L. Ligthart, "Implementation of Fast Focusing Algorithm for UWB Stepped-frequency SAR Imaging", Proc. URSI-GA'02, Maastricht, Août 2002
- [SAI06] M. Saillard, "Etat de l'art concernant la méthode D.O.R.T.", Communication particulière LEAT-LSEET, Septembre 2006
- [SAR04] A. Sarri, "Measurements on Vivaldi Antennas designed by the LEAT", IDS Technical Memo, Pise, 2004
- [SAV04] T. Savelyev, M. Sato, "Comparative Analysis of UWB Deconvolution and Feature Extraction Algorithms for GPR Landmine Detection", Proc. SPIE Detection and Remediation Tech. for Mines and Minelike Targets IX, vol. 415, pp. 1008-1018, Septembre 2004

- [SQA01] A. Squalli, "Imagerie microonde: contribution à la reconstruction d'objets enfouis hétérogènes par analyse multifréquence", Rapport de DEA, LEAT-CNRS, 2000
- [SCI03] Fondation Scilab, <http://www.scilab.org/>
- [SHE98] B. Sherlock, "Windowed Discrete Fourier Transform for Shifting Data", *Signal Processing*, vol 74, pp 169-177, 1998
- [SHN87] L. Shen, J. Kong, *Applied Electromagnetics*, PWS on Engineering, 2e édition, Chap 4, 1987
- [SLA91] D. Slater, *Near-Field Antenna Measurements*, Artech House, Chapitre 9, 1991
- [TAR02] R. Tarnus, X. Derobert, "Multifrequency Microwave Diffraction Tomography: Application to Ground Imagery by Transmission", Oral Presentation in 8th Europ. Sec. of the Environmental and Engineering Society (EEGS-ES), Aveiro, Septembre 2002
- [TOR99] H. Tortel, G. Micolau, M. Saillard, "Decomposition of the Time-Reversal Operator for Electromagnetic Scattering", *J. Electromagnetic Waves Applications*, vol. 13, pp 687-719, 1999
- [TRE00] M. Trethewey, "Window and Overlap Processing Effects on Power Estimates from Spectra", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol 14(2), pp 267-278, 2000
- [TUL01] T. Tuley, J. Ralston, F. Rotondo, "Evaluation of EarthRadar UXO Testing at Fort A.P. Hill", Institute for Defense Analyse report, 2001
- [YAG86] A. Yaghjian, "An Overview of Near-Field Antenna Measurements", *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 34, no 1, pp 30-44, 1986
- [YAR05] A. Yarovoy, K. Palmer, "Ultra Wide Band Antennas : Foundations", ACE WP2.3-3 Workshop, IRCTR, TU Delft, November 2005
- [YAR05b] A. Yarovoy, "Theoretical and Experimental Analysis of GPR Antennas", ACE WP2.3-3 Workshop, IRCTR, TU Delft, Novembre 2005