

N° d'ordre :1913

THESE

présentée à

l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Jean-Pierre COVILLERS



**"INTERFEROMETRIE MICROONDE :
CONTROLE NON DESTRUCTIF ET POSITIONNEMENT"**

soutenue le 9 Juillet 1997 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :MM.

E. CONSTANT
C. BRUNEEL
W. VAN LOOCK
Y. LEROY
A. BENLARBI-DELAÏ
P.A. ROLLAND

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Co-directeur de thèse
Examineur

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT, directeur de l'Institut, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire et de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur Y. LEROY à qui je tiens à exprimer toute ma reconnaissance pour l'aide efficace et amicale qu'il m'a prodiguée durant ces trois dernières années où j'ai pu apprécié la qualité de ses relations humaines.

Je ne saurais oublier Monsieur A. BENLARBI-DELAÏ, maître de conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, ses compétences et nos nombreux échanges tout au long de ces trois années, m'ont été d'une aide précieuse pour mener à bien ce travail, qu'il trouve ici l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance.

Que Monsieur W. VAN LOOCK, Professeur à l'Université de Gand et Monsieur C. BRUNEEL, Professeur à l'Université de Valenciennes, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie Monsieur P.A. ROLLAND, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille pour sa participation à ce jury d'examen.

Je tiens à remercier vivement tous mes camarades de l'équipe NAMO, et du D.H.S, pour la bonne ambiance de travail qu'ensemble nous avons su instaurer.

Enfin, je ne peux oublier de mentionner ici la reconnaissance que j'exprime à l'ensemble des membres du personnel du D.H.S pour leur professionnalisme et en particulier :

- Madame CASTELEIN du secrétariat*
- Messieurs ANDRIES, JENNEQUIN et MICHON de l'atelier de mécanique*
- Monsieur DEHORTER de l'atelier de reprographie*
- Monsieur VANDERMOERE de la centrale de technologie*

... dans la construction de cette pyramide de la science, toutes les assises, de la base au sommet, reposent sur l'observation et l'expérience. C'est un des principes de la science positive qu'aucune réalité ne peut être établie par le raisonnement. Le monde ne saurait être deviné.

Marcelin BERTHELOT

*A Laurence,
A mes parents,*

INTRODUCTION GENERALE	1
1. MESURE DE LA DISTANCE A UNE SURFACE PLANE PAR INTERFEROMETRIE MICROONDE	4
1.1 Introduction	4
1.2 Présentation des différentes méthodes de mesure	5
1.2.1 l'infrarouge et le domaine des ondes visibles	5
1.2.2 les ultrasons	6
1.2.3 les hyperfréquences	6
1.3 Interférométrie microonde :	
la surface est perpendiculaire à l'axe des antennes	7
1.3.1 Principe	7
1.3.2 Vérifications expérimentales et applications	10
1.4 La surface n'est pas perpendiculaire à l'axe des antennes	12
1.4.1 les antennes A_0 , A_1 , et A_2 sont sur l'axe Ox	12
1.4.2 les antennes A_0 , A_1 , et A_2 sont sur l'axe de rotation	13
1.5 Surface rugueuse	14
1.6 Conclusion	15
Bibliographie chapitre 1	16
2. CONCEPTION ET REALISATION D'UN INCLINOMETRE	18
2.1 Introduction	18
2.2 Exemples de dispositifs déjà développés	19
2.2.1 Inclinomètre-conductomètre	19
2.2.2 Inclinomètre à ultrasons	19
2.2.3 Inclinomètre et goniomètre micro-onde	20
2.3 Principe de l'inclinomètre par interférométrie microonde	20
2.4 Simulations et vérifications expérimentales	22
2.5 Conclusion	24
Bibliographie chapitre 2	25
3. MESURE DE LA DISTANCE A UNE SURFACE PLANE PAR LA METHODE DE PURCELL	27
3.1 Introduction	27
3.2 Rappel du principe de la méthode de Purcell	28
3.2.1 Détermination de la surface efficace de diffraction	30
3.2.2 Simulation du coefficient de réflexion $ \Gamma $ en fonction de h	32
3.2.2.1 Antenne pratiquement adaptée	32
3.2.2.2 Antenne désadaptée	32
3.3 Application à la mesure de distance à une surface plane réfléchissante	33

3.3.1	Antenne pratiquement adaptée	33
3.3.2	Antenne désadaptée	33
3.3.2.1	Mise en évidence de la désadaptation	33
3.3.2.2	Neutrodynage physique	34
3.3.2.3	Neutrodynage informatique	35
3.4	Conclusion	35
	Bibliographie chapitre 3	36
4.	MESURE A DISTANCE DU COEFFICIENT DE REFLEXION D'UNE SURFACE PLANE	37
4.1	Introduction	37
4.2	Principe de la mesure	38
4.3	Réalisation de surfaces planes réfléchissantes	41
4.3.1	Choix des matériaux	41
4.3.2	Détermination de la constante diélectrique	42
4.3.3	Calcul du coefficient de réflexion	43
4.4	Vérifications expérimentales	44
4.4.1	Variation du coefficient de réflexion $ \Gamma_{mat} $	44
4.4.2	Variation de la désadaptation $ \Gamma_0 $	45
4.4.3	Remplacement du circulateur par un coupleur	45
4.5	Conclusion	47
	Bibliographie chapitre 4	48
5.	TELEMETRIE SATELLITAIRE, NOUVEAU PROCEDE DE POSITIONNEMENT	49
5.1	Introduction	49
5.2	Description du G.P.S	50
5.2.1	Signaux émis	51
5.2.2	Précision	52
5.2.2.1	Notion de dilution de précision (D.O.P)	52
5.2.2.2	Amélioration de la précision : le D.G.P.S	52
5.3	Rappels sur la télémétrie cellulaire	54
5.3.1	Télémétrie cellulaire binaire(T.C.B)	54
5.3.1.1	Principe	54
5.3.1.2	Notion de surface sous investigation	55
5.3.2	Télémétrie cellulaire analogique (T.C.A)	56
5.4	Télémétrie satellitaire	57
5.4.1	Principe	57
5.4.2	Choix d'une configuration	58

5.4.2.1	Influence du baseline	58
5.4.2.2	Influence de la hauteur	58
5.5	Etude expérimentale	59
5.5.1	Choix des éléments rayonnants	59
5.5.1.1	Les antennes réceptrices	59
5.5.1.2	L'antenne émettrice	59
5.5.2	Bilan de liaison émission-réception	62
5.5.3	Le corrélateur	63
5.5.3.1	Principe de fonctionnement	63
5.5.3.2	Expression des signaux	64
5.5.3.3	Caractérisation et méthodes de correction	66
a)	Correction sur le niveau	66
b)	Correction sur la phase	66
5.5.3.4	Corrélateur à détection logarithmique	67
5.5.4	Relevé et reconstruction de trajectoires	68
5.5.4.1	Détermination du temps de calcul	68
5.5.4.2	Influence de la hauteur	69
5.5.4.3	Erreur sur le positionnement	69
5.6	Extension de la Z.S.A	70
5.6.1	Par réduction du baseline	70
5.6.2	Par introduction d'un angle θ	71
5.6.2.1	Simulation	71
5.6.2.2	Bilan de liaison émission-réception	73
5.7	Conclusion	74
	Bibliographie chapitre 5	75
	CONCLUSION GENERALE	78
	Annexe 1 : calcul du coefficient de réflexion Γ	79
	Annexe 2 : graphe de fluence	82

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

De nombreux procédés sont capables de mesurer la distance à un objet, ou d'obtenir des informations sur sa nature, ou sa position dans l'espace. Certains sont basés sur la mesure du temps de propagation d'un signal électromagnétique (domaine visible, infra-rouge, microondes, radiofréquences ou basses fréquences) ou d'un signal acoustique (ultrasons). Pour des raisons liées, notamment à l'absorption du milieu de propagation ou de l'objet, mais aussi au coût du procédé, il peut être préférable, dans un certain nombre de cas, d'opérer dans la gamme des fréquences microondes.

Dans cette alternative, le radar, qui exploite le temps de propagation d'un signal modulé en impulsions est une méthode de choix. Il s'applique lorsque la durée de l'impulsion est inférieure au temps que l'on souhaite mesurer et ne peut traiter les cas auxquels nous nous intéressons, des distances comprises entre quelques décimètres et quelques mètres.

Un autre procédé de positionnement et de radionavigation par satellite, le "Global Positioning System" (G.P.S) [1] [2] repère la position d'un récepteur à partir des distances à quatre satellites de positions connues. Ces distances sont obtenues à partir du maximum de la fonction d'autocorrélation de deux signaux pseudobinaires de même forme, l'un généré par le récepteur, l'autre modulant le signal émis par le satellite. Cependant, les précisions dans la localisation sont ici de 30 à 150 mètres suivant le système utilisé.

C'est pourquoi, pour positionner un objet à des distances comprises entre environ quelques décimètres et une dizaine de mètres, nous mettons ici en oeuvre un procédé de nature différente basé sur l'interférométrie. Cette méthode est à priori séduisante par sa simplicité car elle utilise une fréquence unique. Dans tous les cas le signal initialement émis est ensuite reçu par deux antennes, situées à courte distance l'une de l'autre (au maximum quelques longueurs d'onde). Ces antennes sont reliées à un corrélateur complexe qui exploite le déphasage entre les deux signaux. Ce procédé peut donc être qualifié du type T.D.O.A ("Time Difference Of Arrival") [3].

Les possibilités de ce "capteur à corrélation " ont commencé à être exploitées dès 1985 [4] [5], [6]. Ont ainsi été proposés, étudiés et réalisés des procédés de détermination de la loi horaire et du positionnement d'une source ou d'un mobile sur une trajectoire linéaire ou sur une surface donnée (téléométrie cellulaire) [7].

Le présent travail poursuit cette exploitation des procédés interférométriques.

Dans un premier chapitre, nous traitons de l'interaction du signal avec une surface plane réfléchissante et proposons un procédé original de mesure de la distance à cette surface, permettant notamment la définition d'un procédé d'anticollision.

Le deuxième chapitre traite de la conception et la réalisation d'un inclinomètre. On se place ici dans une situation voisine du cas précédent, en considérant une modification de l'angle sous lequel on voit la plaque réfléchissante depuis l'émetteur.

Le troisième chapitre présente une autre mesure de la distance à une surface plane réfléchissante, dérivée cette fois de la méthode de mesure du gain d'une antenne, dite de Purcell. Ici, des interférences sont produites notamment entre le signal réfléchi à l'ouverture de l'antenne, et celui que renvoie l'objet.

Le quatrième chapitre considère le cas où la surface plane n'est pas un miroir, et explique comment mesurer à distance son coefficient de réflexion.

Dans le cinquième chapitre, après une présentation du G.P.S, nous étendons le principe de fonctionnement du procédé de positionnement et de trajectographie dit "télémétrie cellulaire" défini antérieurement [8], pour différentes positions relatives de l'émetteur et des antennes réceptrices. Après exposé de son principe, les possibilités du procédé sont démontrées expérimentalement par un fonctionnement à 10 GHz. En dernier lieu, une extension à 2.45 GHz est proposée, en vue d'accroître la surface de localisation.

Bibliographie introduction générale

- [1] : **J.F JEHL**
Le système G.P.S : radionavigation par satellites
L'Onde Electrique nov.-déc.1992 vol 72 N°6 p55 à 59
- [2] : **NAVSTAR-GPS**
Navigation et positionnement par satellite : le système NAVSTAR-GPS
TLE février 1986 N°511
- [3] : **P.C CHESNUT**
Emitter location accuracy using T.D.O.A. and differential Doppler
IEEE trans. Aerosp. Electron. Syst. Vol AES 18, 1982 p 214-218
- [4] : **J.C VAN DE VELDE, D. MATTON, Y LEROY, and A. MAMOUNI**
Short range telemetric sensors using microwave correlators
15th E.U.M.C Palais des Congrès Paris sept. 1985
- [5] : **D. MATTON, J.C VAN DE VELDE, Y. LEROY et A. LEBORGNE**
Conception d'un capteur télémétrique à corrélation en structure plaquée
Journées Nationales Microondes, Nice, Juin 1987
- [6] : **D. MATTON**
Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques microondes
Thèse de Docteur de l'université, Lille 1989
- [7] : **A. BENLARBI-DELAÏ, D. MATTON, Y. LEROY**
Short-range two dimension positionning by microwave cellular telemetry
IEEE Trans on Microwave Theory ans Techn. Vol 42 N°11 1994, p 2056-2062
- [8] : **A. BENLARBI-DELAÏ**
Capteurs de positionnement utilisant des corrélateurs microondes.
Loi horaire algébrique -Télémétrie cellulaire.
Thèse de Docteur de l'université, Lille 1992

CHAPITRE 1

MESURE DE LA DISTANCE A UNE SURFACE PLANE PAR INTERFEROMETRIE MICROONDE

Chapitre 1

Mesure de la distance à une surface plane par interférométrie microonde

1.1 Introduction

Parmi les nombreuses techniques qui permettent de réaliser des mesures de distance ou de position dans les applications industrielles, les méthodes sans contact sont incontestablement les plus utilisées et les plus recherchées[1].

Chacune d'entre elles répond à un champ d'application relativement fini, qui dépend de la nature du matériau, de la gamme de mesure et des conditions d'environnement.

Nous rappelons brièvement dans une première partie, les caractéristiques des principaux télémètres utilisés, puis développons le principe de fonctionnement de notre capteur.

Le système [2] que nous nous proposons d'étudier permet de déterminer la distance à une surface plane, comprise entre quelques décimètres et quelques mètres. Le procédé est basé sur une mesure de phase correspondant à une différence de chemins entre un émetteur et deux récepteurs de positions connues. Les signaux reçus subissent une réflexion totale ou partielle sur la surface.

Nous considérons d'abord le cas où la surface plane est strictement perpendiculaire à l'axe des antennes (réflexion normale).

Nous examinons ensuite comment évolue le procédé lorsque la surface s'écarte de la perpendiculaire précitée.

Nous discutons également du cas où la surface n'est plus parfaitement réfléchissante, mais rugueuse.

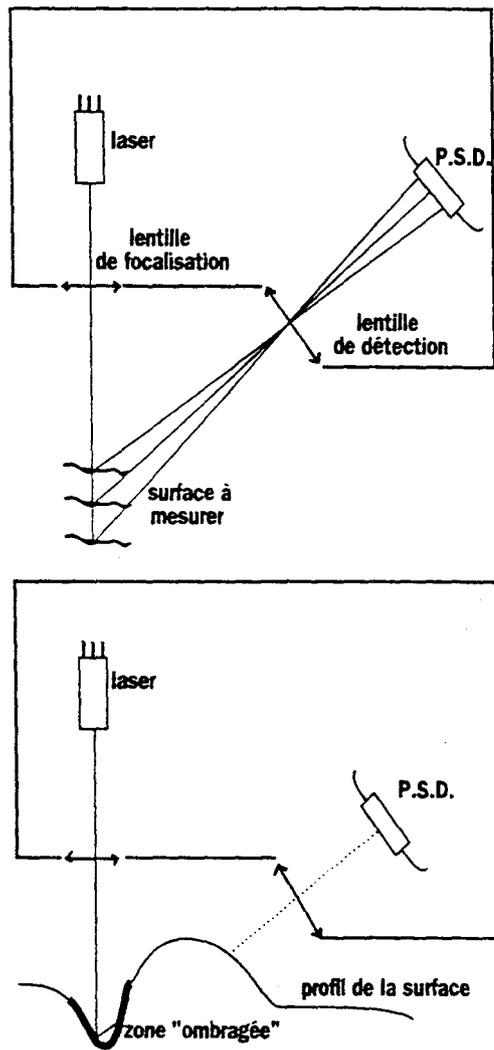


Figure 1.1 : Mise en œuvre de la télémétrie laser

1.2 Présentation des différentes méthodes de mesure

La mesure de distance sans contact est basée sur le temps de propagation d'un signal. Les trois spectres les plus largement utilisés sont :

- l'infra-rouge et le domaine des ondes visibles
- les ultra-sons
- les hyperfréquences

1.2.1 L'infra-rouge et le domaine des ondes visibles

Les télémètres laser fonctionnent à partir de la mesure du temps mis par une impulsion lumineuse ($600\text{nm} < \lambda < 900\text{nm}$) pour effectuer un aller-retour émetteur-cible; sa mise en œuvre pour des distances inférieures au mètre est difficile, car elle dépend alors de la capacité du récepteur à mesurer des temps très courts (de l'ordre de la nanoseconde).

Ikezawa [3] propose un laser accordable qui émet 5 faisceaux de longueur d'onde comprise entre 620 et 670 nm. La mesure de distance est obtenue par la mesure de phase correspondante aux cinq fréquences, ainsi il obtient une précision pouvant aller jusque 10 nm pour des distances comprises entre 0,1 et 10 mm. Une très grande stabilité de la source est nécessaire pour obtenir une telle précision qui est superflue pour la majorité des applications industrielles; une telle mesure s'apparente plus à une mesure de laboratoire.

La triangulation optique est beaucoup plus adaptée. Dans cette technique, une diode laser émet un faisceau lumineux, une partie de cette lumière est renvoyée par la cible, collectée par une lentille de détection, puis focalisée sur un détecteur de position (Position Sensing Device) [fig 1.1]. Le capteur est réglé de telle manière que lorsque la surface de l'objet est dans le plan focal de la lentille de focalisation, la tache construite par la lentille de détection est au centre du P.S.D.

L'étendue de mesure est comprise entre 1 et 100mm, avec une résolution de 0,1mm pour une distance de travail pouvant aller jusque 400 mm.

Cependant la limitation de la triangulation vient du fait qu'elle nécessite un angle entre l'axe du faisceau incident et l'axe de détection, la présence d'obstacle entre la cible et le P.S.D rend le capteur inopérant.

La technique de la détection confocale [4] résout ce problème, le capteur possédant un seul axe optique. Il permet ainsi d'effectuer des mesures de profondeur sur des trous de diamètre voisin de la largeur du faisceau.

Cependant, ces capteurs lasers sont assez sensibles aux conditions d'éclairage, et les variations de l'éclairage ambiant réduisent leurs domaines d'application.

1.2.2 Les ultrasons

Propager une onde ultrasonore dans l'air ne peut se faire que pour de faibles fréquences (< 200 kHz), l'atténuation des ultrasons dans l'air étant proportionnelle au carré de la fréquence.

Les longueurs d'onde sont faibles, par exemple, à $f=40$ kHz, la mesure de différence de phase ne peut se faire que si l'ambiguïté est levée, la distance maximale ne peut dépasser 0,4 cm. Yang résout ce problème grâce à un système modulé en amplitude à 3 fréquences $f=44$ kHz, 4,4 kHz, et 440 Hz; ainsi le domaine de mesure peut atteindre 40 cm [5]. La première mesure à $f=440$ Hz donne une estimation de la distance $h_1 = \left(\frac{\phi_1}{\pi}\right)\lambda_1$ puis une mesure à $f=4,4$ kHz $h_2 = \left(\frac{\phi_2}{\pi}\right)\lambda_2 + N_2\lambda_2$ permet d'affiner la mesure.

Cependant les capteurs ultrasonores présentent quelques inconvénients qui restreignent leur domaine d'application.

La vitesse du son dans l'air augmente de 0,18% par °C (lorsque la température passe de 20 à 40 °C, la portée du détecteur sans correction diminue de 3.5 %). Cependant pour tenir compte des variations de densité de l'air dues à la température, la plupart des détecteurs à ultrasons intègrent un capteur de température et font la correction.

Les variations de la pression atmosphérique influent sur la portée des ultrasons (1,2% de variation de la portée pour une variation de 10% de la pression).

Il est nécessaire d'obtenir une bonne adaptation entre l'air et la céramique du transducteur, ceci n'est possible qu'en plaçant un adaptateur d'épaisseur $\lambda/4$ à l'interface air-céramique.

Les courants d'air, à partir de 50 km/h, provoquent des déviations significatives de la direction des ondes.

En outre, les ondes ultrasonores ayant une vitesse de propagation relativement lente, le temps de réponse peut devenir préjudiciable pour certaines applications nécessitant une réponse rapide [6].

1.2.3 Les hyperfréquences

La propagation des microondes est beaucoup moins sensible aux variations d'environnement (bruit, température et pression de l'air, poussière, brouillard ou pluie...); un télémètre fonctionnant à ces fréquences est beaucoup plus robuste et trouve ainsi de nombreuses applications dans le milieu industriel, (la société Endress+Hauser commercialise un radar fonctionnant à 5,8 GHz utilisable sur des matériaux portés à des températures comprises entre -40 et 1000 °C, et des pressions pouvant atteindre 64 bars).

Pour la mesure de courtes distances, le radar F.M.C.W. est largement utilisé. Associé à un traitement de signal (F.F.T), son utilisation s'avère possible dans le cas de cibles multiples [7].

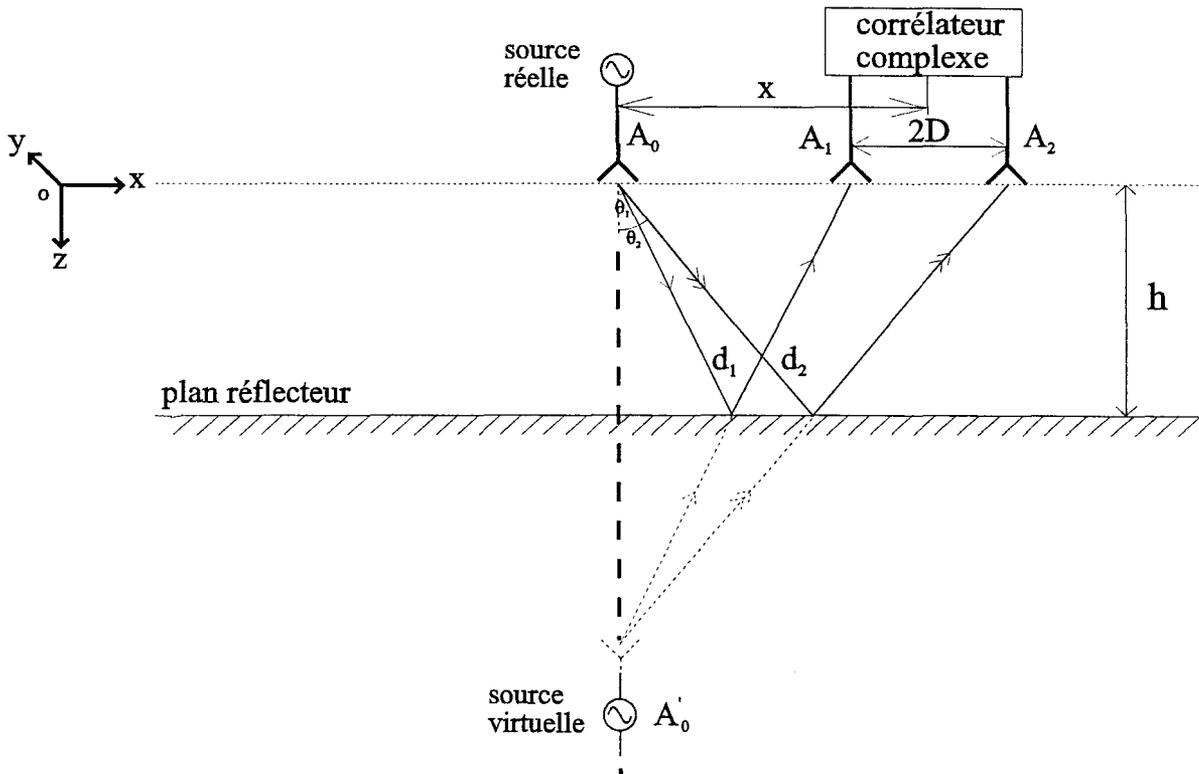


Figure 1.2(a) : situation " source latérale"

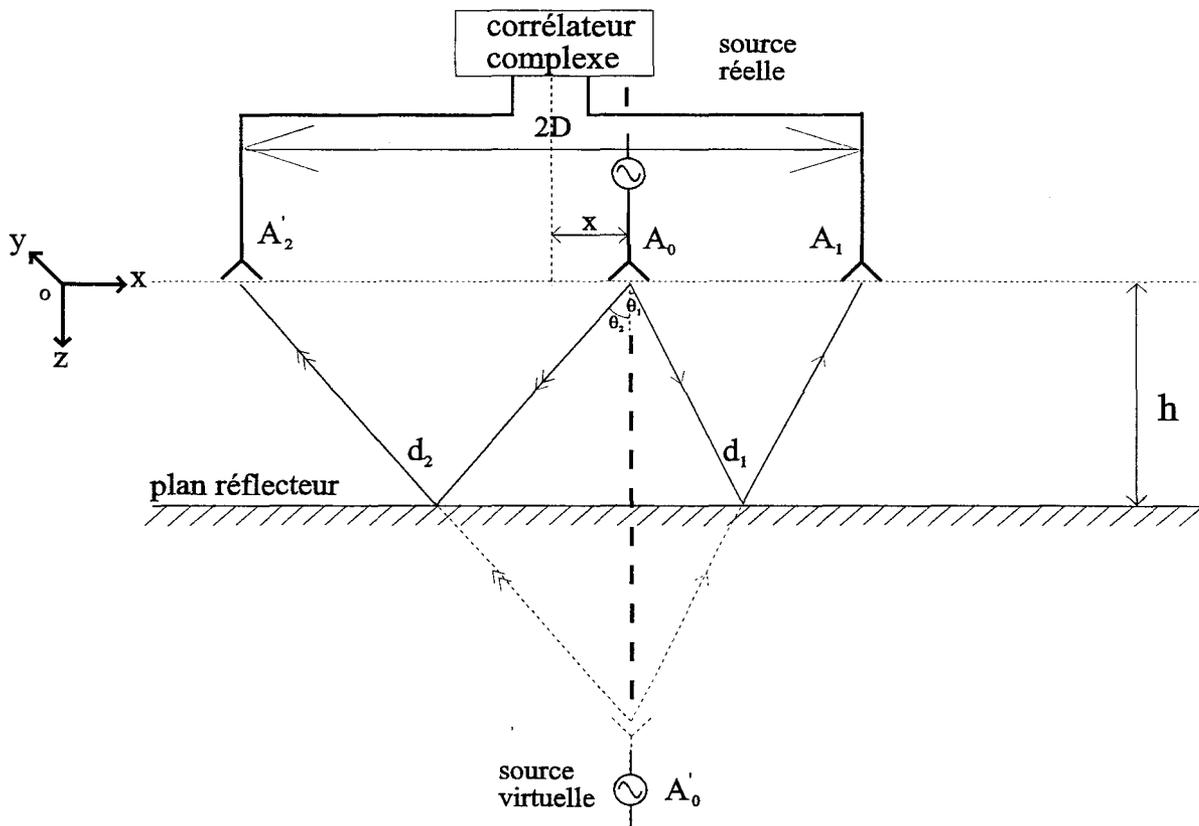


Figure 1.2(b) : situation "source centrale"

Figure 1.2 : Procédé interférométrique pour la mesure de la distance à une surface plane pour différentes positions relatives des antennes

Aujourd'hui, les recherches ne sont plus axées sur la conception du radar F.M.C.W. lui même, mais plutôt sur le traitement de signal qui lui est associé, afin de trouver le meilleur compromis entre résolution et domaine de mesure [8].

G. Wood [9] propose un système en bande X alliant un radar F.M.C.W avec un radar à émission continue (C.W), le premier donne une mesure moins précise de la distance (de l'ordre du centimètre), mais permet de lever l'ambiguïté grâce à la modulation, le second permet d'affiner la mesure. La combinaison des deux mesures améliore la précision (égale au millimètre) sur une distance de quelques mètres, mais augmente le coût et la complexité du système.

Le procédé que nous allons maintenant décrire est basé sur la mesure de phase dans le cas d'un récepteur monochromatique et présente en théorie une précision optimale, à condition que l'ambiguïté de phase soit levée.

1.3 Interférométrie microonde : la surface est perpendiculaire à l'axe des antennes

1.3.1 Principe

Dans ce qui suit, nous considérons les modes rayons; le centre de phase des antennes est supposé situé au centre de leur ouverture.

Trois antennes A_0 , A_1 et A_2 , de polarisation linéaire, sont placées sur la même ligne; leurs axes principaux sont parallèles entre eux et perpendiculaires au plan réflecteur. La taille de ce dernier [10] est supposée telle que l'on puisse négliger les effets de bord.

Nous souhaitons mesurer la distance h [fig1.2].

L'antenne A_0 , alimentée par une source monochromatique, est placée sur l'axe A_1A_2 et en dehors du segment correspondant, situation dite "à source latérale". Les deux antennes réceptrices, A_1 et A_2 sont reliées à un corrélateur complexe donnant les parties réelle et imaginaire du produit de corrélation des signaux qu'elles reçoivent (I-Q data).

Dans une situation déjà étudiée [11], [fig1.2 (a)] :

$$\overline{A_1A_2} = 2D \qquad \overline{A_0A_1} = x - D \qquad \overline{A_0A_2} = x + D$$

x étant la position de la source au centre des 2 antennes réceptrices, A_1A_2 , une distance qui est généralement dénommée "baseline" ou base de l'interféromètre.

Il est intéressant de faire apparaître la source virtuelle A'_0 .

Dans une situation voisine [fig1.2(b)], les positions A_0 , A_1 , A'_0 et la distance h ne sont pas modifiées, mais l'antenne A_2 devient l'antenne A'_2 .

Dans cette autre situation dite " à source centrale " on a :

$$\overline{A_1 A_2'} = 2D$$

$$\overline{A_0 A_1} = D - x$$

$$\overline{A_0 A_2'} = D + x$$

Les deux situations décrites [fig1.2(a)] et [fig1.2(b)] présentent l'avantage de produire des signaux en sortie du corrélateur qui répondent aux mêmes expressions, les longueurs x et D en position " source latérale " devenant D et x en position " source centrale ".

Les deux configurations sont équivalentes et on obtient ainsi les relations suivantes :

$$S_I(h) = \frac{f(\theta_1)f(\theta_2)}{d_1 d_2} \cos 2\pi \frac{d_2 - d_1}{\lambda} \quad (1-1)$$

$$S_Q(h) = \frac{f(\theta_1)f(\theta_2)}{d_1 d_2} \sin 2\pi \frac{d_2 - d_1}{\lambda} \quad (1-2)$$

avec

$f(\theta_1)$ et $f(\theta_2)$, des fonctions données par les diagrammes de rayonnement des antennes.

d_1 et d_2 , les trajets optiques des rayons respectivement entre A_0 et A_1 et entre A_0 et A_2 , dont les expressions sont données ci-dessous:

$$d_1 = \sqrt{(x - D)^2 + 4h^2}$$

$$d_2 = \sqrt{(x + D)^2 + 4h^2}$$

λ la longueur d'onde

Les indices I et Q signifient " In phase " et " Quadrature ", c'est à dire que les signaux S_I et S_Q sont d'égales amplitudes et en quadrature.

Les signaux du corrélateur peuvent encore s'écrire :

$$S_I(h) = S(h) \cos \phi(h)$$

$$S_Q(h) = S(h) \sin \phi(h)$$

$$\text{avec } \phi(h) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_2 - d_1) \quad (1-3)$$

En principe le suivi de $S_I(h)$ et $S_Q(h)$ et notamment de $\phi(h)$ conduit directement à la distance h .

L'expression (1-3) peut encore s'écrire sous la forme :

$$h = \lambda \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\phi}\right)^2 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{x}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{1}{4}\right) \left[\left(\frac{x}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{\phi}{4\pi}\right)^2\right]} \quad (1-4)$$

dans laquelle apparaissent les dimensions réduites $\left(\frac{D}{\lambda}\right)$ et $\left(\frac{x}{\lambda}\right)$ caractéristiques du système et de la fréquence de travail.

La somme $\left(\frac{x}{\lambda}\right)^2 + \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2$ reste toujours très inférieure au produit $\left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{x}{\lambda}\right)^2$ ($D > \lambda$ et $x > \lambda$)

L'expression (1-4) peut être approchée par

$$h \cong \frac{2\pi Dx}{\lambda\phi} \quad (1-5)$$

Les expressions (1-4) et (1.5) permettent de calculer la sensibilité du système $s = \left(\frac{\partial\phi}{\partial h}\right)$ calculée pour trois configurations du système, et présentée dans le tableau [1.1]:

configurations	2D= 10 cm, x=20cm	2D=6 cm, x=20cm	2D=6cm, x=10cm
s pour h=30cm	13.3°/cm	7°/cm	4°/cm
s pour h=150cm	0.5°/cm	0,3°/cm	0.2°/cm
$\Delta\phi$ pour h variant de 30 à 150cm	299°	180°	94°

Tableau 1.1

La [fig1.3] représente la variation de $\left(\frac{x}{\lambda}\right)$ en fonction de $\left(\frac{D}{\lambda}\right)$ à $\left(\frac{h}{\lambda}\right)$ fixé et pour un déphasage $\phi=180^\circ$, il est intéressant de connaître les variations des dimensions géométriques du capteur pour un déphasage constant. Ceci permet de fixer le domaine de mesure de h.

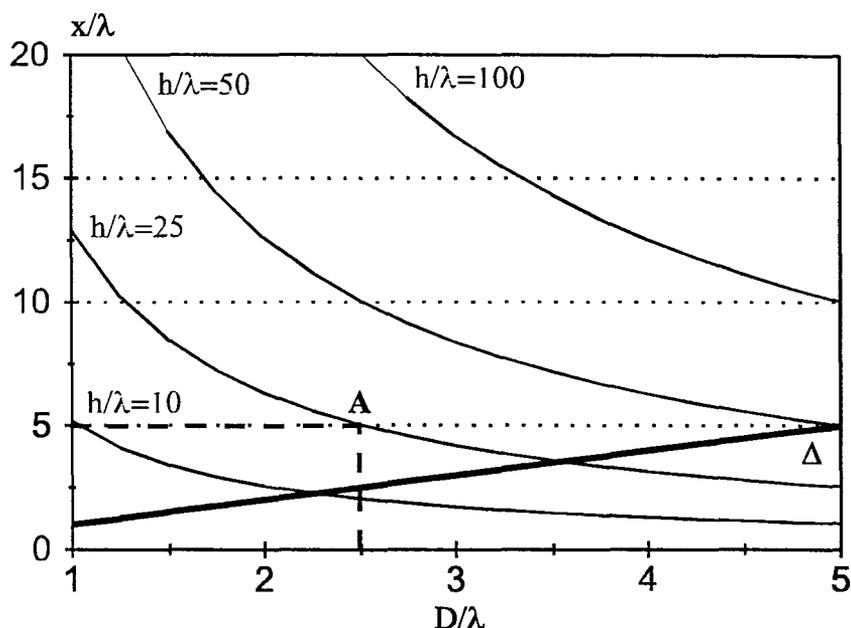


Figure 1.3 : configuration du système $\left(\frac{D}{\lambda}, \frac{x}{\lambda} \right)$ pour différentes valeurs de $\left(\frac{h}{\lambda} \right)$ et pour un déphasage $\phi=180^\circ$

Dans le cas où le système est utilisé en tant que radar anticollision, fonctionnant à courte distance, pour déclencher par exemple un seuil à $h=75\text{cm}$, à 10 GHz, il suffit de choisir : $2D=15\text{cm}$ et $x=15\text{cm}$, soit le point A sur la [fig1.3].

Cependant la configuration du système est tributaire de la taille des antennes, ainsi tous les couples $\left(\frac{D}{\lambda}, \frac{x}{\lambda} \right)$ placés sous la droite Δ de la [fig1.3] ne sont pas envisageables, il faut toujours vérifier $\left(\frac{x}{\lambda} \right) > \left(\frac{D}{\lambda} \right)$.

1.3.2 Vérifications expérimentales et applications

La mise en œuvre expérimentale de ce procédé a été effectuée à l'aide d'une source monochromatique à 10 GHz, de trois antennes cornet bande X et d'un corrélateur complexe présenté au paragraphe 5.5.3.

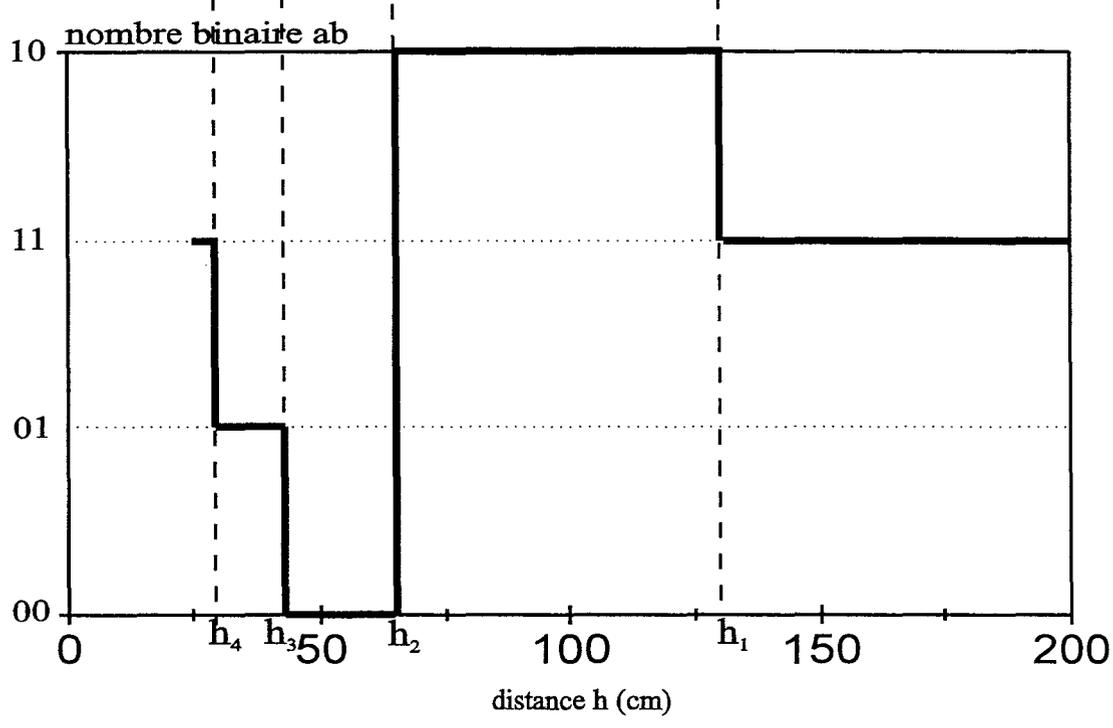
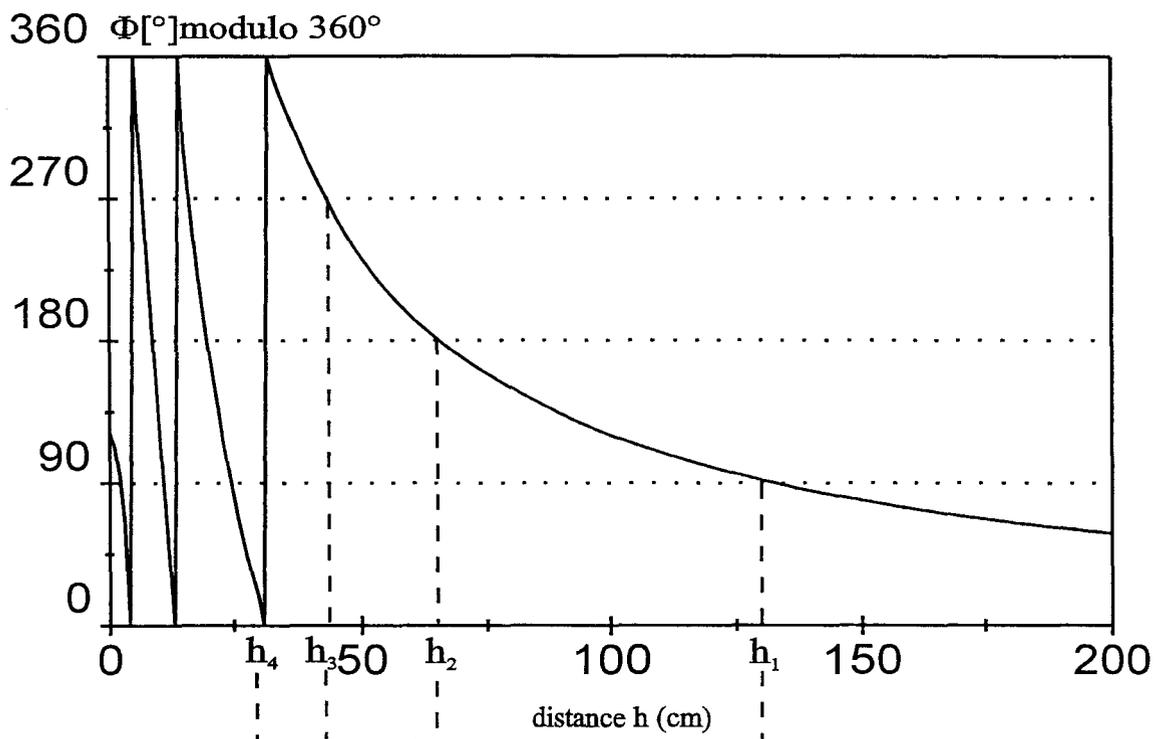


Figure 1.4 : valeurs de Φ et ab fonction de h pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm

La [fig1.4(a)] donne un exemple calculé de l'évolution de ϕ avec h (pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm) pour un capteur comprenant:

- une source de 10 dBm.
- des antennes cornet Philips PM7320X de gain 16 dB
- des diodes de détection HP5082-2774 de sensibilité 10mv/ μ W.
- un gain basse fréquence $G_{BF}=500$.

On constate que lorsque le plan réflecteur est très éloigné, ϕ d'abord très faible, augmente lentement lorsque h diminue, puis de plus en plus vite quand le réflecteur se rapproche du système émetteur-récepteur. Dans ces conditions, il n'y a pas d'ambiguïtés sur la valeur de la phase, qui augmente constamment.

En effet, les premiers changements de signe des données I-Q, correspondant à la décroissance de h , nous amène à la définition d'un nombre binaire ab [fig 1.4(b)] tel que :

- $a=0$ quand le signe de Q est négatif
- $a=1$ quand le signe de Q est positif
- $b=0$ quand le signe de I est négatif
- $b=1$ quand le signe de I est positif

Le basculement du nombre binaire ab permet ainsi de générer une alarme lorsque le réflecteur se rapproche et atteint les seuils de distances :

- $h_1=132.9$ cm pour $\phi=90^\circ$ soit $ab=10$
- $h_2=65.8$ cm pour $\phi=180^\circ$ soit $ab=00$
- $h_3=42.9$ cm pour $\phi=270^\circ$ soit $ab=01$
- $h_4=30.7$ cm pour $\phi=360^\circ$ soit $ab=11$

Lorsque h est compris entre h_1 et h_4 , grâce au suivi du nombre ab , notre système indique si le réflecteur s'éloigne ou se rapproche. En effet, si h diminue et passe de h_1 à h_4 , la séquence du nombre ab est alors 11,10,00 et 01, alors que si h augmente de h_4 à h_1 , on observe la séquence inverse.

La [fig1.5(a)] présente les valeurs correspondantes des données I et Q, soit $S_I(h)$ et $S_Q(h)$.

Ces calculs sont vérifiés expérimentalement, aux signaux parasites près, résultant de réflexions multiples [fig 1.5(b)-(c)] et du couplage entre antennes.

Les figures [fig1.6] et [fig1.7] montrent un aspect différent de cette vérification expérimentale et en particulier que la précision sur la mesure de distance, (ici inférieure à deux mètres), est de l'ordre de quelques centimètres.

Ce procédé présente l'avantage d'avertir lorsque le réflecteur, provenant d'une distance h éloignée, s'approche et atteint une distance h donnée qui correspond à un passage par zéro de I d'abord puis de Q ensuite.

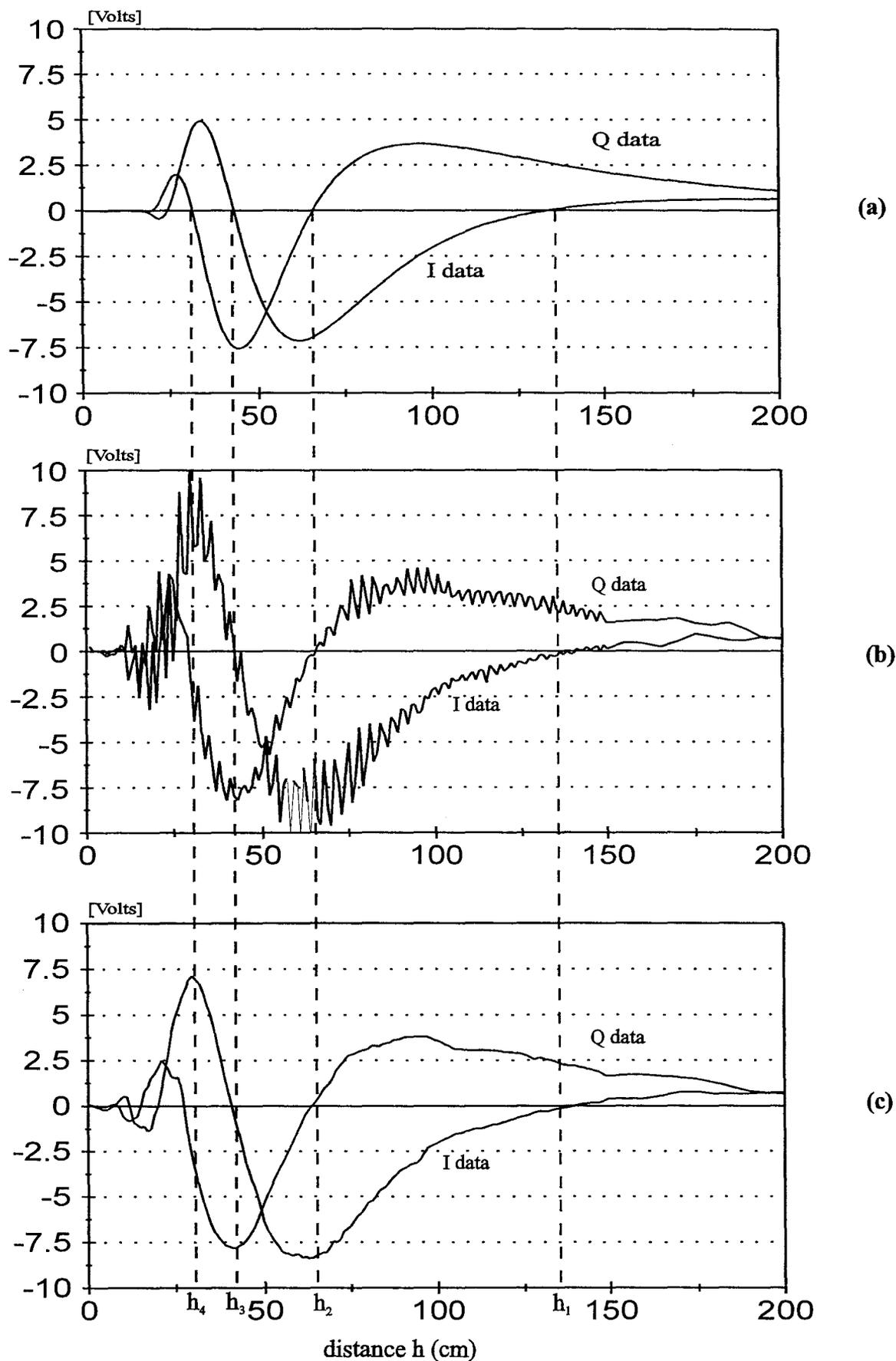
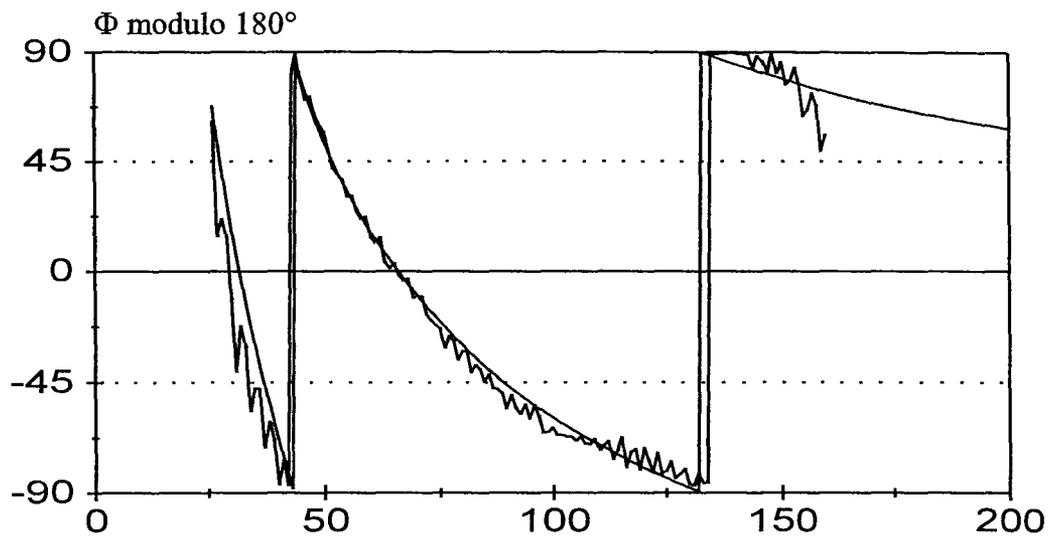


Figure 1.5 : $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm

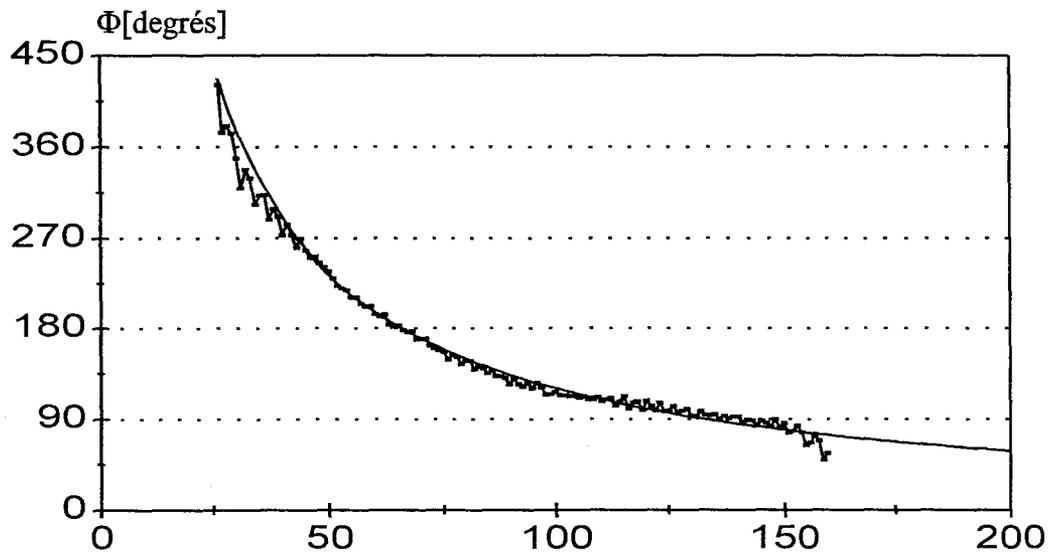
(a): valeurs calculées de $S_I(h)$ et $S_Q(h)$

(b): valeurs mesurées de $S_I(h)$ et $S_Q(h)$

(c): valeurs filtrées de $S_I(h)$ et $S_Q(h)$



(a)



(b)

Figure 1.6 (a)-(b) : valeurs de $\Phi(h)$ déduites de la mesure pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm

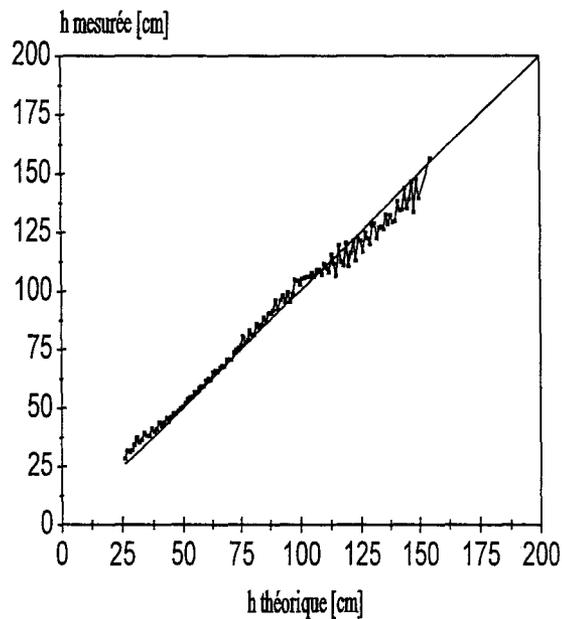


Figure 1.7 : valeurs de h déduites de la mesure, fonction des valeurs réelles pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm

Nous pouvons ainsi qualifier notre système de radar anti-collision, système capable non seulement de générer des alarmes pour $h=h_i$, mais aussi de donner le sens du déplacement.

L'exemple que nous donnons ici [fig1.6] et [fig1.7] correspond à des valeurs particulières de baseline 2D et de position x de l'émetteur. Des expériences réalisées pour d'autres valeurs de ces distances conduisent aux mêmes conclusions.

1.4 La surface n'est pas perpendiculaire à l'axe des antennes

En pratique, il est plausible que la position de la surface ne soit pas strictement celle prévue au paragraphe précédent.

Deux cas particuliers sont considérés dans lesquels l'axe de rotation est l'axe Oy

- l'axe de rotation de l'émetteur-récepteur est perpendiculaire à l'axe sur lequel se trouvent les antennes A_0, A_1 et A_2 [fig 1.8 (a)], c'est à dire l'axe Ox.
- les antennes sont sur l'axe de rotation [fig1.8(b)].

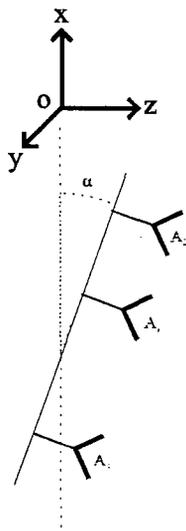


Figure 1.8 (a) : antennes suivant Ox

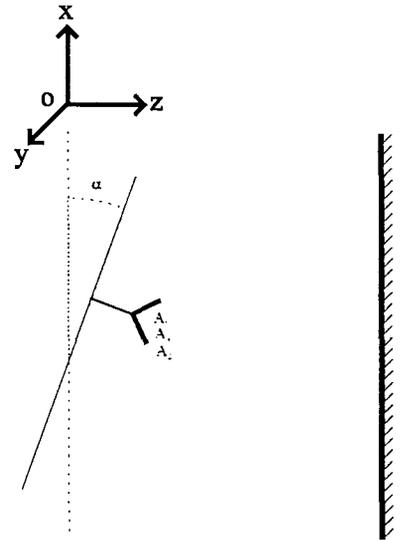


Figure 1.8 (b): antennes suivant Oy

1.4.1 les antennes A_0, A_1 et A_2 sont sur l'axe Ox

Les expressions des signaux I et Q sont alors de la forme :

$$S_I(h) = S(h) \cos \phi(h)$$

$$S_Q(h) = S(h) \sin \phi(h)$$

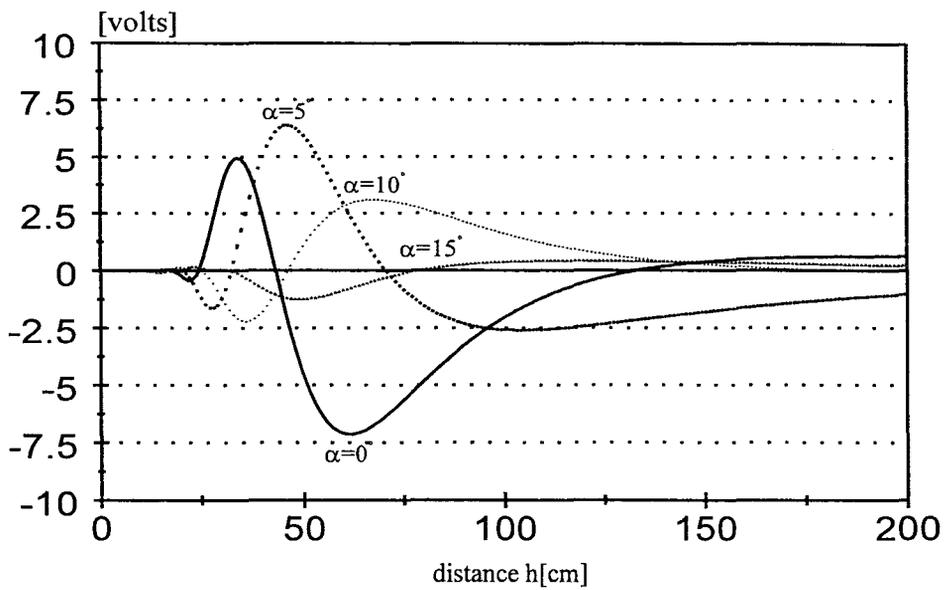


Figure 1.9 : Valeurs calculées de $S_1(h)$ pour $f=10\text{GHz}$, $2D=10\text{ cm}$, $x=20\text{cm}$, dans le cas de la figure 1.8(a) et pour $\alpha=0^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ et 15°

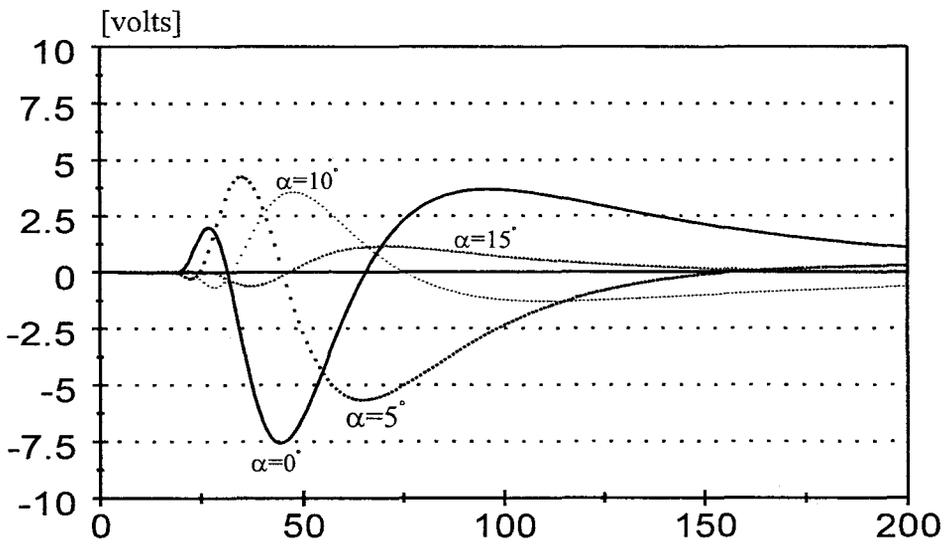


Figure 1.10 : valeurs calculées de $S_0(h)$ pour $f=10\text{ GHz}$, $2D=10\text{ cm}$, $x=20\text{cm}$, dans le cas de la figure 1.8(a) et pour $\alpha=0^\circ, 5^\circ, 10^\circ$ et 15°

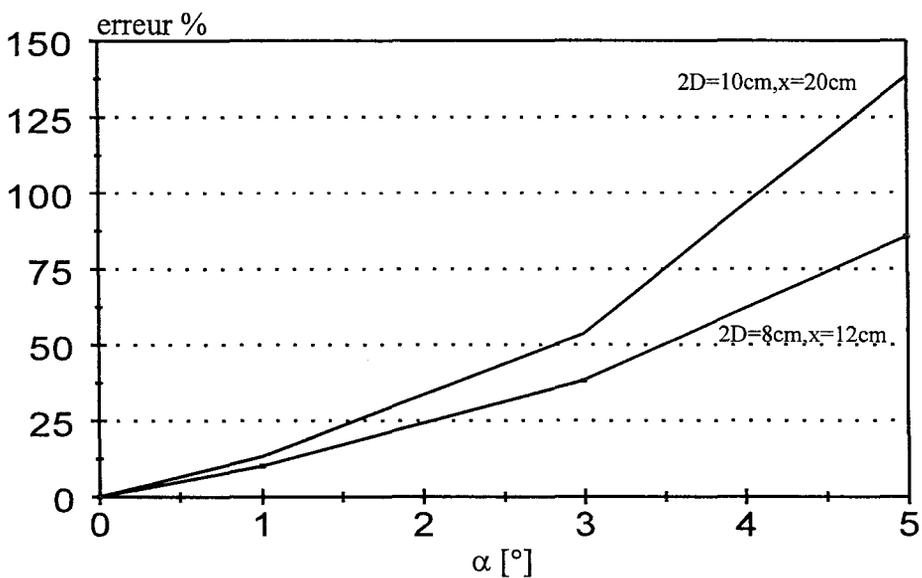


Figure 1.11 : erreur sur h avec α et pour un déphasage $\phi=\pi$

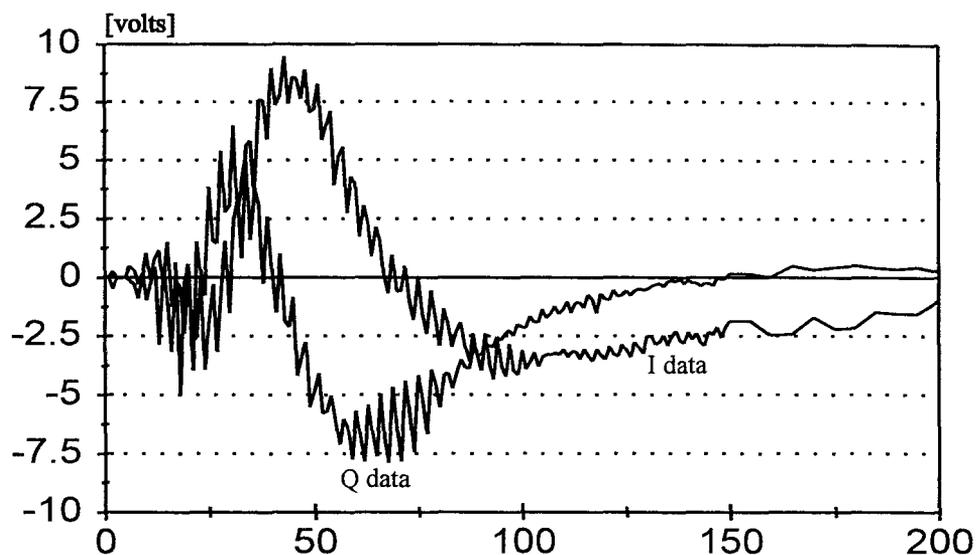


Figure 1.12 : valeurs expérimentales de $S_1(h)$ et $S_0(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm dans le cas de la figure 1.8(a) et pour $\alpha=5^\circ$

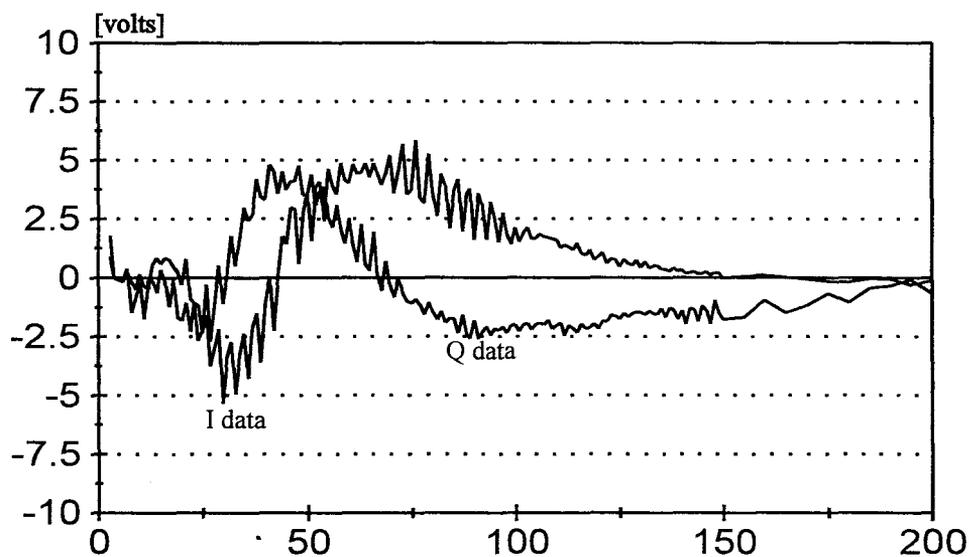


Figure 1.13 : valeurs expérimentales de $S_1(h)$ et $S_0(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm dans le cas de la figure 1.8(a) et pour $\alpha=10^\circ$

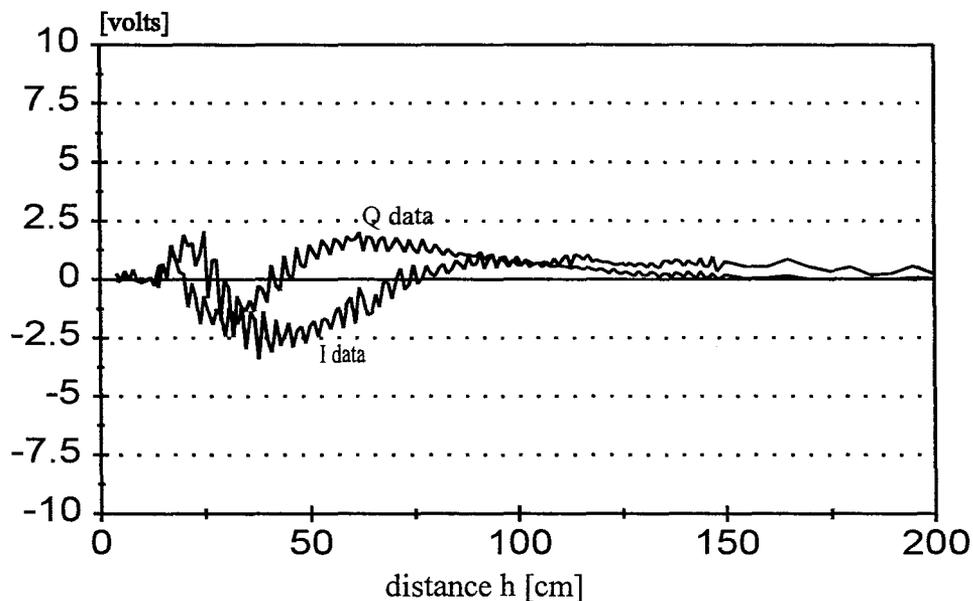


Figure 1.14 : valeurs expérimentales de $S_1(h)$ et $S_0(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm dans le cas de la figure 1.8(a) et pour $\alpha=15^\circ$

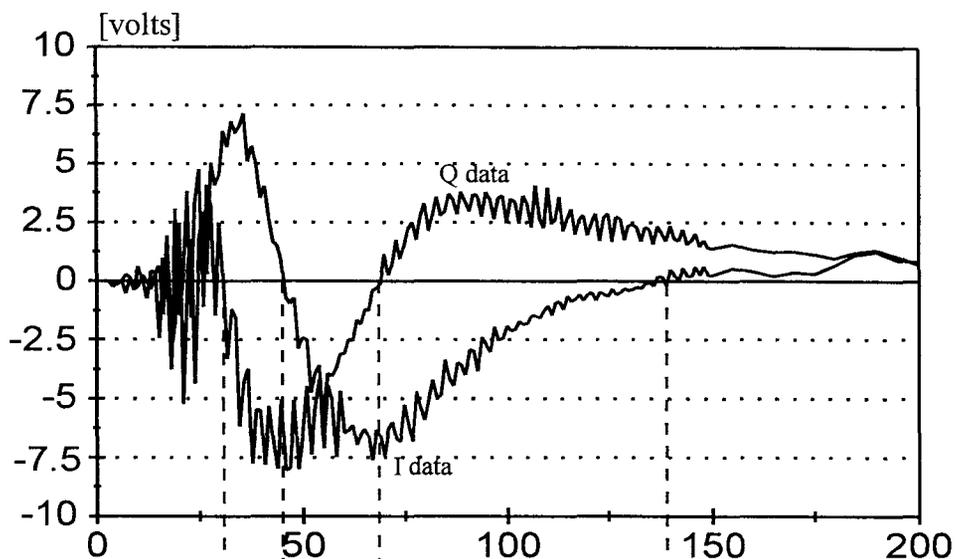


Figure 1.15 : valeurs expérimentales de $S_I(h)$ et de $S_Q(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm, dans le cas de la figure 1.8(b) et pour $\alpha=5^\circ$

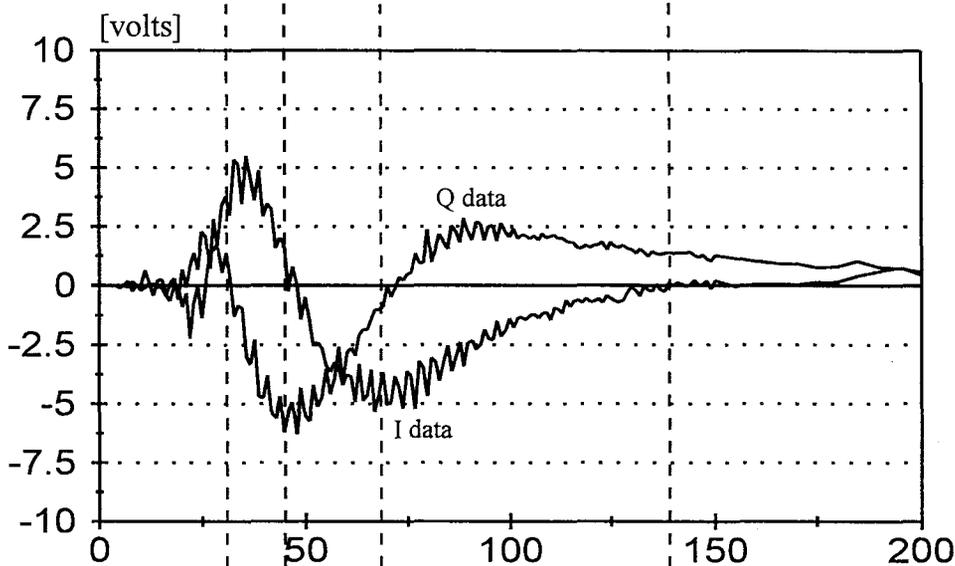


Figure 1.16 : valeurs expérimentales de $S_I(h)$ et de $S_Q(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm, dans le cas de la figure 1.8(b) et pour $\alpha=10^\circ$

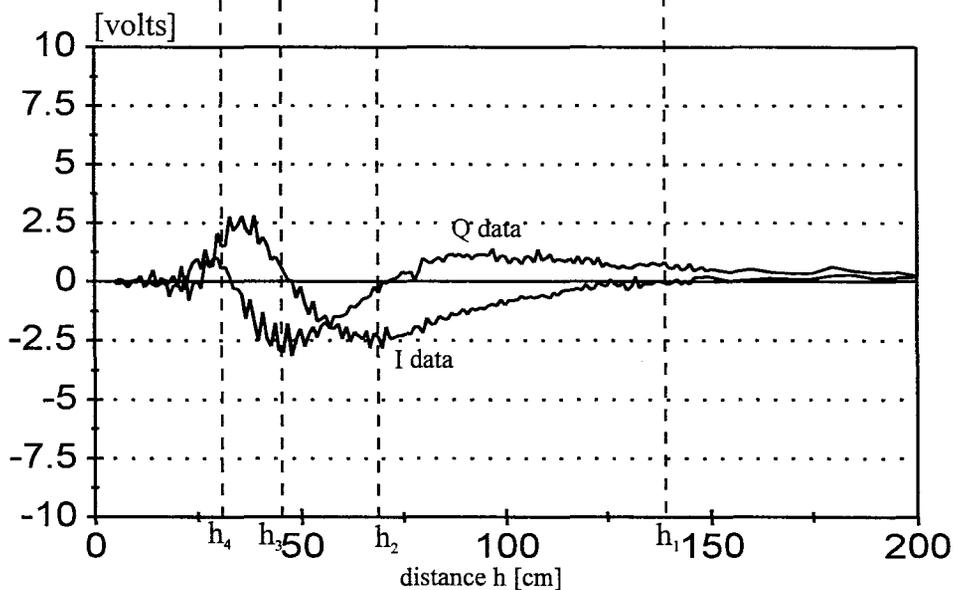


Figure 1.17 : valeurs expérimentales de $S_I(h)$ et de $S_Q(h)$ pour $f=10$ GHz, $2D=10$ cm, $x=20$ cm, dans le cas de la figure 1.8(b) et pour $\alpha=15^\circ$

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (d_2 - d_1) \quad (1.5)$$

$$\text{avec } d_1 = \sqrt{(x+D)^2 + 4h_p^2 + 4h_p(x+D)\sin(\alpha)} \quad (1.6)$$

$$d_2 = \sqrt{(x-D)^2 + 4h_p^2 + 4h_p(x-D)\sin(\alpha)} \quad (1.7)$$

$$h_p = h - (x - \Delta)\sin\alpha \quad (1.8)$$

Δ = position de l'axe de rotation par rapport au centre du baseline

α angle repéré par rapport à l'axe 0x.

Les [fig1.9] et [fig1.10] donnent les valeurs calculées de $S_I(h)$ et $S_Q(h)$ dans un cas pratique pour différentes valeurs de α , pour une chaîne comportant les mêmes éléments cités au paragraphe 1.3.2.

On constate, dans cette situation, non seulement une diminution du niveau des signaux I-Q reçus due au diagramme des antennes mais aussi une forte dépendance de la phase avec α .

La [fig1.11] montre, à cet égard, l'erreur commise sur h en fonction de l'angle α , ceci pour un déphasage constant et égal à π . Le système est très sensible à une variation d'angle.

Ces prévisions par le calcul ont été par ailleurs vérifiées expérimentalement [fig1.12], [fig1.13], [fig1.14].

1.4.2 les antennes A_0 , A_1 et A_2 sont sur l'axe de rotation

Les expressions des signaux I et Q sont identiques aux expressions du paragraphe 1.3.1

Les [fig1.15], [fig1.16] et [fig1.17] montrent la vérification expérimentale du procédé. Nous constatons dans ce cas une quasi indépendance des signaux I et Q en fonction de l'angle, dans ce cas, seul le niveau de signal reçu est sensible à l'angle α .

Nous montrons ainsi que dans le cas d'une rotation par rapport à un axe Δ connu, en disposant les antennes suivant Δ , il est possible de s'affranchir de l'influence de l'angle α sur la mesure de ϕ .

1.5 Surface rugueuse

Dans les cas précédents, la surface réfléchissante est parfaitement lisse. Tous les rayons incidents, sous un angle θ_i , subissent une réflexion dite spéculaire (régie par les lois de Descartes) et restent en phase [Fig 1.18]. Si la surface présente une rugosité, une différence de phase entre les rayons apparaît à la réflexion, notre capteur basé sur la mesure de phase entre deux chemins d_1 et d_2 devient alors inopérant.

Le critère de Rayleigh [12] qualifie une surface de lisse lorsque le déphasage entre les rayons reste inférieur à $\frac{\pi}{2}$, ce qui impose la condition pour les irrégularités de hauteur h_r [fig1.18].

$$h_r < \frac{\lambda}{8 \cos \theta_i} \quad (1.9)$$

A une fréquence $f=10$ GHz, h_r doit rester inférieure à 3mm.

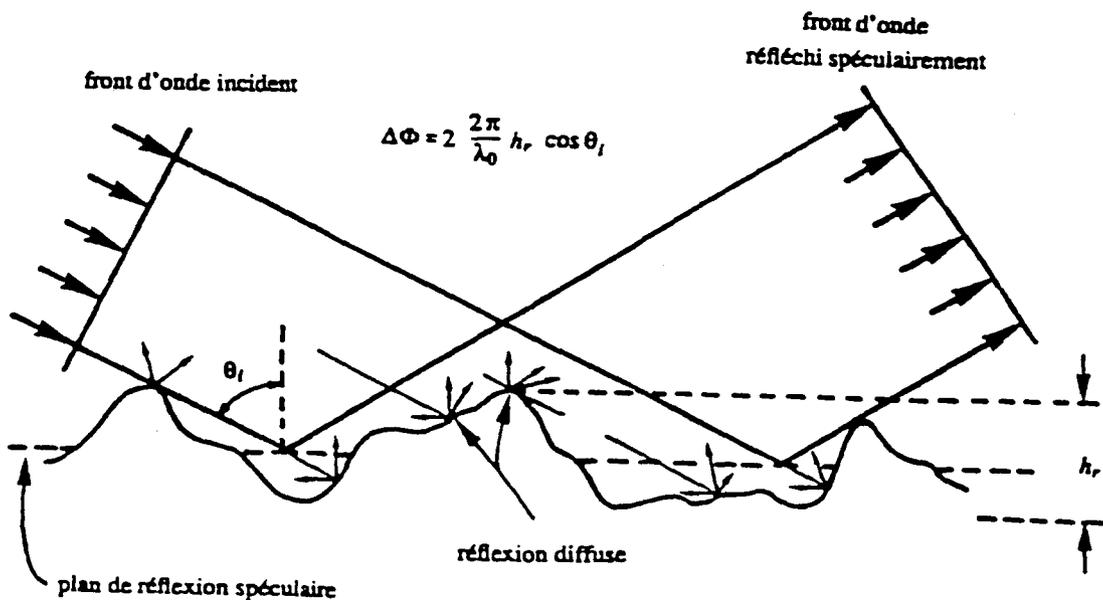


Figure 1.18 : Réflexion sur une surface rugueuse

1.6 Conclusion

Nous avons étudié un procédé original de mesure de la distance à une surface plane, à l'aide d'un corrélateur complexe. Nous en avons déduit un procédé d'anti-collision fonctionnant à courte distance (de l'ordre du mètre) pouvant être utilisé comme radar de recul pour véhicules ou procédé d'accostage.

Nous venons de montrer que, dans certaines conditions, les signaux dépendent de l'angle que fait entre l'axe $A_0A_1A_2$ et le plan réflecteur.

Nous nous proposons dans le chapitre suivant d'expliquer comment exploiter cette propriété pour une autre application.

Bibliographie chapitre 1

- [1] : **J.F. PEYRUCAT**
Le télémètre prend de nouvelles positions
MESURES N°661 Janvier 1994, pp 43-46
- [2] : **A. BENLARBI-DELAÏ, JP. COVILLERS, Y. LEROY**
Telemetric sensors by microwave interferometry
Sensors and Actuators physical
A 46-47 -1995 pp 239-243
- [3] : **K. IKEZAWA, K. ISOZAKI, E. OGITA and T. UEDA**
Measurement of absolute distance employing a tunable CW dye laser
I.E.E.E. Trans. on Instr. and Meas.
Vol 41 N°1, february 1992, pp 36-39
- [4] : **M. CHIARAMELLO**
La mesure sans contact va au fond du trou
MESURES N°666 Juin 1994, pp 69-73
- [5] : **M. YANG, S.L. HILL, B. BURY, and J.O. GRAY**
A multifrequency AM-based ultrasonic system for accuracy distance measurement
I.E.E.E. Trans. on Instr. and Meas.
Vol 43, N°6, december 1994, pp 861-866
- [6] : **B. FORGUE**
Les détecteurs de proximité et de passage
MESURES N°665 Mai 1994, pp 64-71
- [7] : **R. STOLLE, B. SCHIEK**
Interférométrie multi-cibles utilisant un radar F.M.C.W. homodyne
Journées Nationales Microondes 21-22-23 mai 1997, St-Malo, pp 608-609
- [8] : **A. DAVID, NOON and MAREK, E. BIALKOWSKI**
An inexpensive microwave distance measuring system
Microwave and Optical Technology Letters
Vol 6, N°5, april 1993, pp 287-292

[9] : G.S. WOODS, DOUGLAS L. MASKELL and MICHAEL, V. MAHONEY

A high accuracy microwave ranging system for industrial applications.
I.E.E.E. Trans. on Instr. and Meas. Vol 42 N°4, august 1993, pp 812-816

[10] : S.SILVER

Microwave antenna theory and design
Mac Graw Hill Book
pp 586-587

[11] : D.MATTON

Principe et faisabilité de nouveaux capteurs interférométriques microondes
Thèse de Docteur de l'université, 1989, Lille

[12] : A.ISHIMARU

Wave propagation and scattering in random media
Academic Press, vol. 2, pp 463-492

CHAPITRE 2

CONCEPTION ET REALISATION D'UN INCLINOMETRE

Chapitre 2

Conception et réalisation d'un inclinomètre

2.1 Introduction

Un inclinomètre (inclinometer, tilt sensor) est un dispositif qui indique l'angle que font entre eux un segment associé au capteur, et un axe, ou un plan de référence, de position donnée.

L'application visée concerne notamment l'industrie automobile où, dans le but de réaliser une suspension active, il est nécessaire de contrôler l'assiette du véhicule par rapport au plan de la chaussée en vue de réaliser un procédé d'antitangage et d'antiroulis [1].

Le dispositif auquel nous avons travaillé est déduit du système interférométrique exposé au chapitre précédent. Il bénéficie du fait que les signaux I-Q dépendent, entre autres grandeurs, de l'angle que fait l'axe du système émetteur-récepteur, et le plan réfléchissant.

Dans le but de favoriser l'effet que nous recherchons, la configuration du dispositif est modifiée de façon telle qu'elle soit peu sensible à la distance entre le système et le plan réflecteur.

Dans une première partie nous inventorions les dispositifs existants.

2.2 Exemples de dispositifs déjà développés

2.2.1 Inclinomètre-conductomètre

Le principe repose sur le déplacement d'un liquide conducteur dans une cellule de volume donné dans laquelle baignent quatre électrodes [2]. La résistance qui apparaît entre les deux paires d'électrodes due à la conductivité du liquide est directement proportionnelle à la hauteur h de liquide présent au-dessus des électrodes correspondantes [fig2.1(a)]. Ainsi la mesure de la résistance nous donne l'angle d'inclinaison α , h étant fonction de α .

La distance inter-électrodes réglant la sensibilité du système, alors que les dimensions de la cellule fixent la plage de mesure de α , la précision donnée par le constructeur est de $0,05^\circ$ pour une dynamique de $\pm 25^\circ$.

D'autres procédés exploitent :

- la position d'une pièce mobile par rapport à la verticale, conduisant à une mesure inductive [3], ou de déplacement mécanique [4].
- le déplacement d'un aimant et l'effet Hall qui lui est associé [5].

Cependant les systèmes exposés ci-dessus sont tous tributaires de la pesanteur. Si le mobile est positionné sur un plan d'inclinaison inconnue ou évoluant au cours de son déplacement, la mesure réelle de l'angle associé au mobile n'est alors plus possible.

A l'inverse, un procédé basé sur la propagation d'un signal (électromagnétique ou acoustique) n'est pas gêné par l'inclinaison variable du plan de référence, et permet à chaque instant de donner la mesure réelle de l'angle associé au mobile.

2.2.2 Inclinomètre à ultrasons

Le système proposé par D.MARIOLI [6] mesure la différence de temps de vol T.O.F (Time Of Flight) entre un émetteur placé au centre de deux récepteurs (les trois transducteurs sont alignés et espacés de 25mm).

L'ouverture des transducteurs est de 20° , un accroissement de la directivité augmentant la portée des ultrasons mais diminue le domaine de mesure concernant l'angle.

Pour un angle $\alpha=1^\circ$, le retard Δt mesuré entre les deux récepteurs est égale à $2,5 \mu s$.

Ainsi pour une dynamique de $\pm 10^\circ$ et à une distance de mesure $h=30cm$, la précision de mesure sur l'angle $\alpha = \pm 0,4^\circ$.

Cette configuration est semblable à celle du procédé que nous développons au paragraphe 2.3 [fig 2.1(b)].

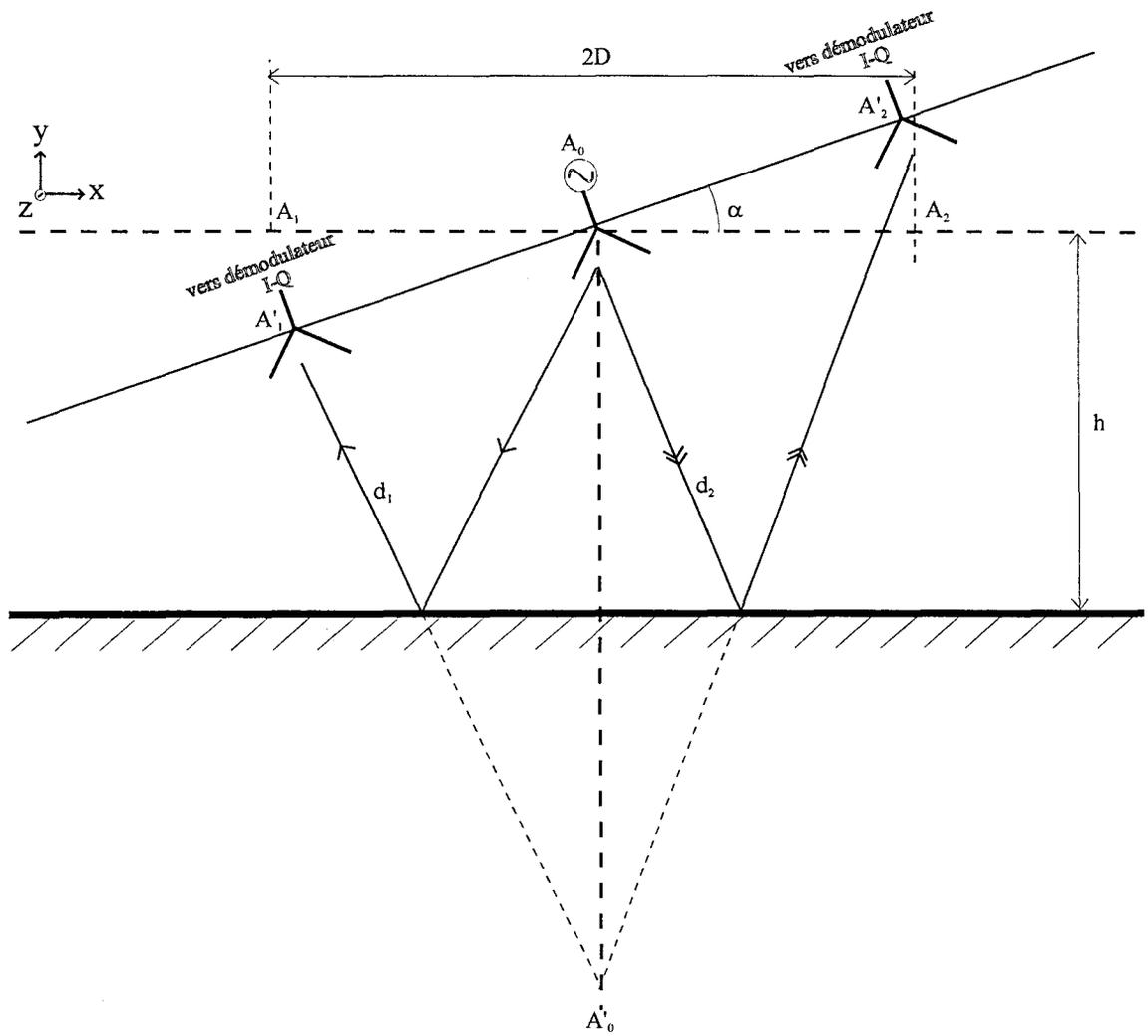


Figure 2.2 : schéma du dispositif de l'inclinomètre

2.2.3 Inclinomètre et goniomètre micro-onde

Pour des raisons déjà évoquées au chapitre précédent, il peut être intéressant d'utiliser les hyperfréquences, systèmes que nous abordons ici.

Le système Janus [7], sert à définir l'assiette d'un avion durant sa phase d'atterrissage. Quatre radars continus émettent dans les directions des arêtes d'une pyramide dont l'axe doit normalement être perpendiculaire au sol. L'information est déduite des quatre signaux Doppler générés par rétrodiffusion sur le sol.

Ce même procédé peut également être réalisé par association de dispositifs cinémométriques fonctionnant à courte distance [8].

Fredricq [9] propose une configuration où l'émetteur et les récepteurs ne sont pas sur le même axe, les signaux sont transmis directement entre émetteur et récepteurs [fig2.1(c)].

Avec un émetteur fixe et pour une position $\theta_0 - \alpha_0 \neq 0$, le capteur fournit un signal $S(\theta_0 - \alpha_0) \neq 0$, lorsque $\alpha = \theta_0$ ($d_1 = d_2$) $S(\theta - \alpha) = 0$.

Cette configuration est mise à profit pour effectuer un asservissement de position ou de vitesse angulaire, l'émetteur se déplaçant sur l'axe xx' . Mais elle est incompatible avec un système embarqué sur un véhicule, l'émetteur et les deux récepteurs ne sont pas disposés sur le même axe.

2.3 Principe de l'inclinomètre par interférométrie microonde

Sur le schéma donné [fig2.2], l'antenne émettrice est située à égale distance entre les antennes réceptrices; comme au chapitre 1, les trois antennes identiques sont disposées sur le même axe et ont les mêmes directions principales.

Partant des mêmes hypothèses qu'en 1.3.1 (mode rayons, centre de phase situé au centre des ouvertures, champ lointain), nous écrivons le déphasage dû à la différence de marche :

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 - d_2) \quad (2.1)$$

avec

$$d_1 = \sqrt{4h^2 + D^2 + 4hD \sin \alpha} \quad (2.2)$$

$$d_2 = \sqrt{4h^2 + D^2 - 4hD \sin \alpha} \quad (2.3)$$

$2D$ = distance entre antennes réceptrices ou "baseline"

λ = longueur d'onde

α = angle d'inclinaison par rapport à l'horizontale (axe Ox)

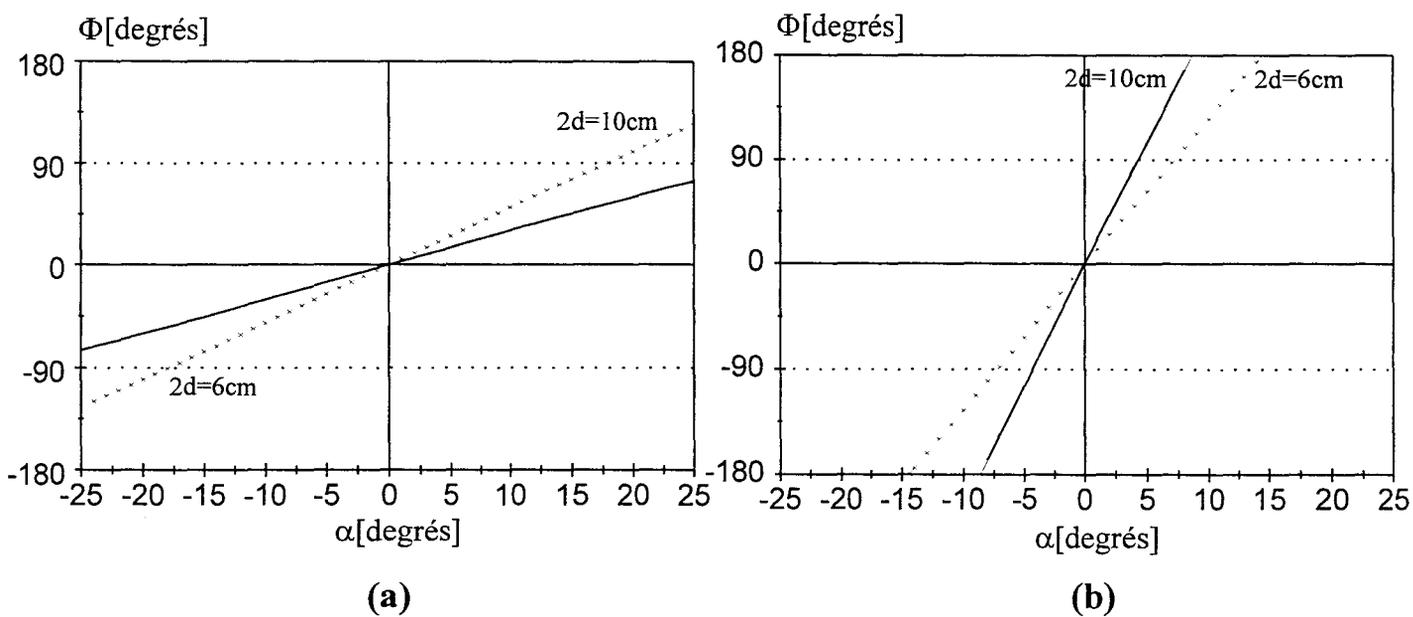


Figure 2.3 : évolution du déphasage en fonction de la fréquence et du "baseline" à $h=40\text{cm}$

(a) : $f=2.45\text{ GHz}$

(b) : $f=10\text{ GHz}$

Nous obtenons :

pour $-25^\circ \leq \alpha \leq +25^\circ$ et $D \ll 2h$

$$\Phi \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4hD}{\sqrt{4h^2 + D^2}} \sin \alpha \approx \frac{4\pi D}{\lambda} \alpha \quad (2.4)$$

Le tableau 2.1 présente l'erreur maximale commise sur le déphasage ϕ , lorsque nous approchons l'expression (2.1) par l'expression (2.4).

configuration du système	erreur maximale sur ϕ $-25^\circ \leq \alpha \leq +25^\circ$	erreur maximale sur ϕ $-10^\circ \leq \alpha \leq +10^\circ$
2D=10cm, h=40cm, $\lambda=3$ cm	3,4%	0,7%
2D=20cm, h=40cm, $\lambda=3$ cm	3,9%	1,3%
2D=10cm, h=10cm, $\lambda=3$ cm	5,9%	3,5%
2D=20cm, h=10cm, $\lambda=3$ cm	14%	12%

Tableau 2.1 :

Dans les troisième et quatrième configurations proposées dans le tableau 2.1, D n'est plus négligeable devant 2h, l'erreur maximale (pour $\alpha=25^\circ$) atteint respectivement 5.9% et 14%.

A l'inverse, si on respecte les conditions sur D et α , l'expression (2.4) nous montre que Φ est indépendant de la hauteur h et que sa variation est quasi-linéaire en fonction de α . Seul le niveau des signaux reçus dépend de h.

Afin d'éviter toute indétermination sur l'angle α , il convient d'étudier l'influence du rapport $\frac{4\pi D}{\lambda}$ qui fixe la sensibilité ainsi que le domaine de mesure pour lequel α est déterminé sans ambiguïté.

Les figures [fig 2.3(a-b)] montrent comment les déphasages à mesurer vont varier avec 2D, selon que l'on opère à la fréquence de 2.45 GHz ou 10 GHz. Ainsi nous pouvons constater que le dispositif est beaucoup plus sensible quand $f=10$ GHz, et $2D=10$ cm, cependant l'augmentation de la sensibilité s'effectue au détriment de la dynamique.

Le tableau 2.2 donne pour une configuration 2D fixée, les plages de mesure de α et la résolution pour une fréquence $f=10$ et 2,45 GHz.

	plage de mesure de α sans ambiguïté [°]	$\Delta\phi$ [°] (sensibilité) pour $\Delta\alpha=1^\circ$
2D=10 cm, f=10 GHz	$\pm 9^\circ$	20,9°
2D=10 cm, f=2.45 GHz	$\pm 35^\circ$	5.1°

Tableau 2.2:

Il existe bien un compromis entre sensibilité et plage de mesure, qui dépend de l'application visée. Pour le train à suspension pendulaire par exemple [10] où les principaux constructeurs (Fiat Ferroviaria notamment) ont délaissé depuis les années 80, un système pendulaire passif pour un système pendulaire actif consistant à repérer les courbes et à déclencher à temps (0.3s de retard actuellement) l'inclinaison des rames dans les virages, la plage d'inclinaison atteint $\pm 10^\circ$.

Une autre perspective de recherche serait de mémoriser la configuration des lignes dans un ordinateur de bord, mais un problème majeur actuellement est de réussir à recalculer avec précision le train par rapport aux courbes, ce qui nécessite soit l'installation de balises au niveau de l'amorce des courbes entraînant un coût supplémentaire où encore l'utilisation du G.P.S. Nous verrons au chapitre 5 les performances d'un tel système quant à sa précision.

La limitation du paramètre 2D par valeur inférieure est une contrainte spécifique au système, sinon on risque de voir apparaître un couplage entre émetteur et récepteurs. C'est en particulier ce que montre Lee [11] qui mesure le couplage $|S_{12}|$ entre deux antennes patch fonction de leur écartement d entre leurs bords respectifs dans les plans E et H.

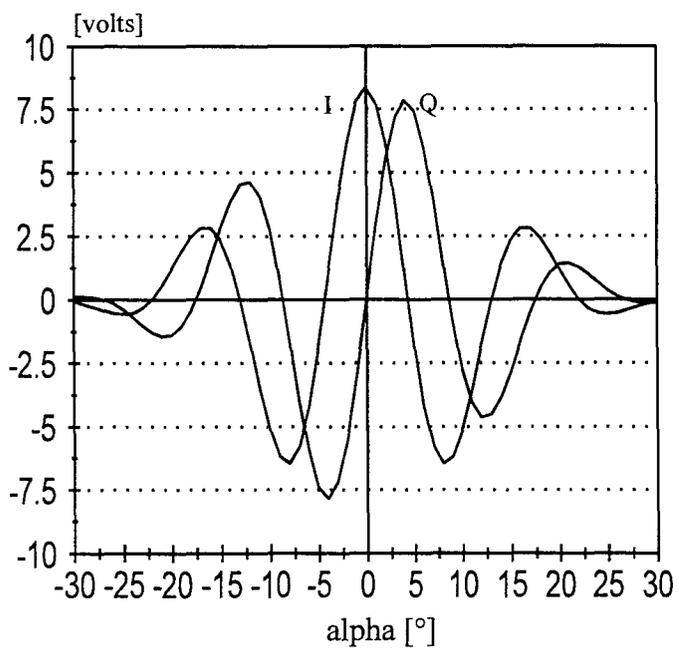
$ S_{12} $	$d = \lambda/2$	$d = \lambda$	$d = 2\lambda$
plan E bords rayonnants	-26 dB	-30 dB	-33 dB
plan H bords non rayonnants	-36 dB	-45 dB	-53 dB

Dans le cas de notre système, nous pouvons limiter le phénomène de couplage émission-réception, en décalant (vers l'avant ou l'arrière) le récepteur dans le plan de rotation du dispositif suivant l'axe Oz sans pour autant changer les expressions (2.2),(2.3) et (2.4).

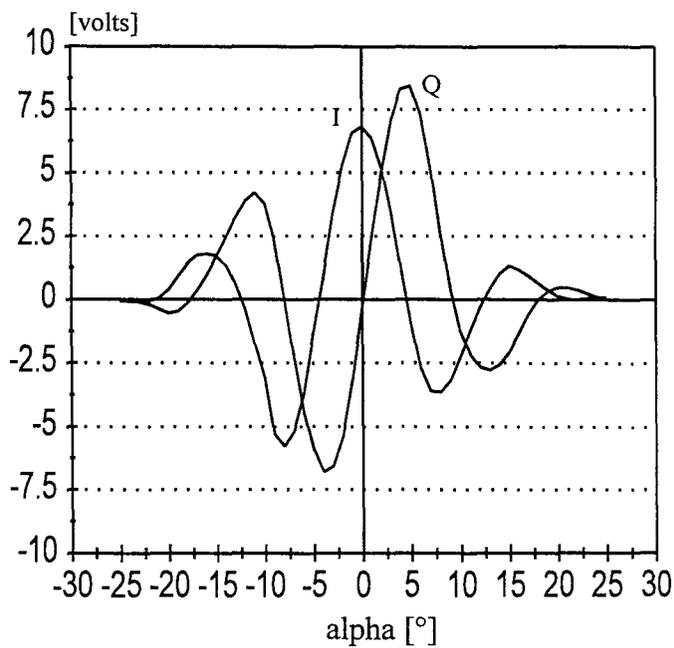
2.4 Simulations et vérifications expérimentales

Des simulations et mises en œuvre du procédé ont été réalisées. Les essais expérimentaux sont effectués à 10 GHz avec des antennes cornets ou patch [12] dont les polarisation sont rectilignes.

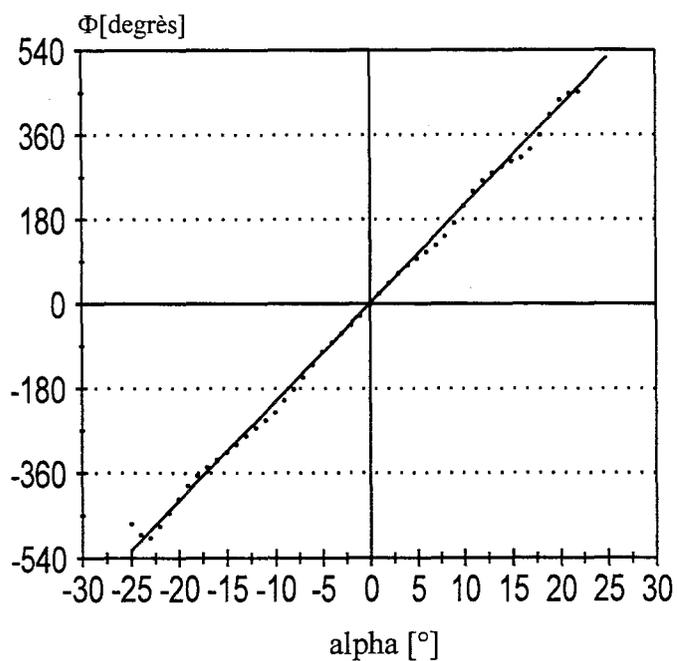
La puissance d'émission est $P_e = +8$ dBm.



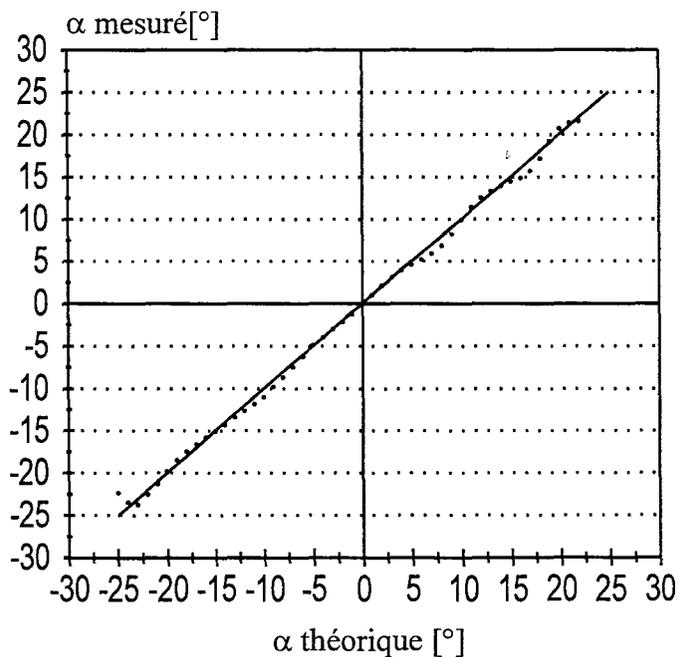
(a) : simulation



(b) : relevés expérimentaux

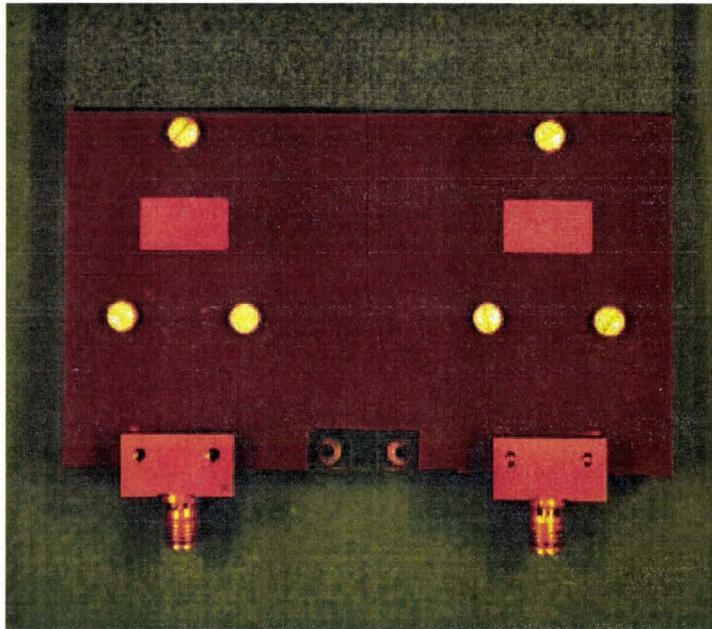


(c) : évolution de Φ en fonction de α



(d) : α mesuré fonction de sa valeur théorique

Figure 2.4: Détermination de α à $f=10\text{GHz}$, $2D=10\text{cm}$ et $h=40\text{cm}$



antenne patch alimentée par trou de couplage

Les [fig2.4] montrent des résultats obtenus à 10 GHz avec des cornets et un corrélateur réalisé avec des composants du commerce pour un "baseline" $2D=10\text{cm}$, et à une distance $h=40\text{cm}$. Nous présentons l'évolution des I-Q simulées et mesurées en fonction de α [fig2.4(a)(b)], le déphasage Φ qui en est déduit [fig2.4(c)], et la comparaison des valeurs mesurées et théoriques de α [fig2.4(d)].

On constate qu'il est possible de mesurer des valeurs de l'assiette du plan entre -23° et $+23^\circ$ avec une précision de 1° .

Afin de réduire l'encombrement et le coût de notre système, nous réalisons des antennes patch [12], alimentées par trou de couplage. Elles présentent les caractéristiques suivantes:

- fréquence de résonance : 9,7 GHz ($S_{11}=-27$ dB)
- gain : 5.5 dB
- ouverture à -3 dB plan E,H : 80°
- dimensions : 15x8mm pour l'élément rayonnant, 50x60mm pour le support(photo 2.1)

Dans le cas de la [fig2.5], avec l'emploi de ces antennes et d'un démodulateur réalisé en structure hybride, l'assiette comprise entre -18° et $+18^\circ$ est déterminée avec une erreur maximale de 3° . La taille des antennes étant réduite par rapport au cornet, les conditions de champ lointain donnent une distance de mesure $h>5\text{cm}$. Nous nous plaçons à $h=30\text{cm}$.

L'emploi d'antennes patch a permis de réduire le "baseline" ($2D=6\text{cm}$). Pour pouvoir placer l'émetteur au milieu du "baseline", nous l'avons déplacé suivant l'axe Oz. Un déplacement suivant l'axe Oy est aussi possible sans modifier l'évolution de Φ avec α .

La [fig2.6] est obtenue pour $2D=10\text{cm}$, $h=40$ cm, avec des cornets bande X et un démodulateur I-Q. Nous avons volontairement dégradé, lors de la mesure, le retard θ apparaissant entre les signaux I et Q afin de simuler une imperfection du corrélateur (c'est à dire qu'entre les signaux I et Q n'apparaît pas 90° mais 40°).

Les signaux I-Q s'écrivent alors:

$$I = K_1 \sin(\phi + \theta)$$

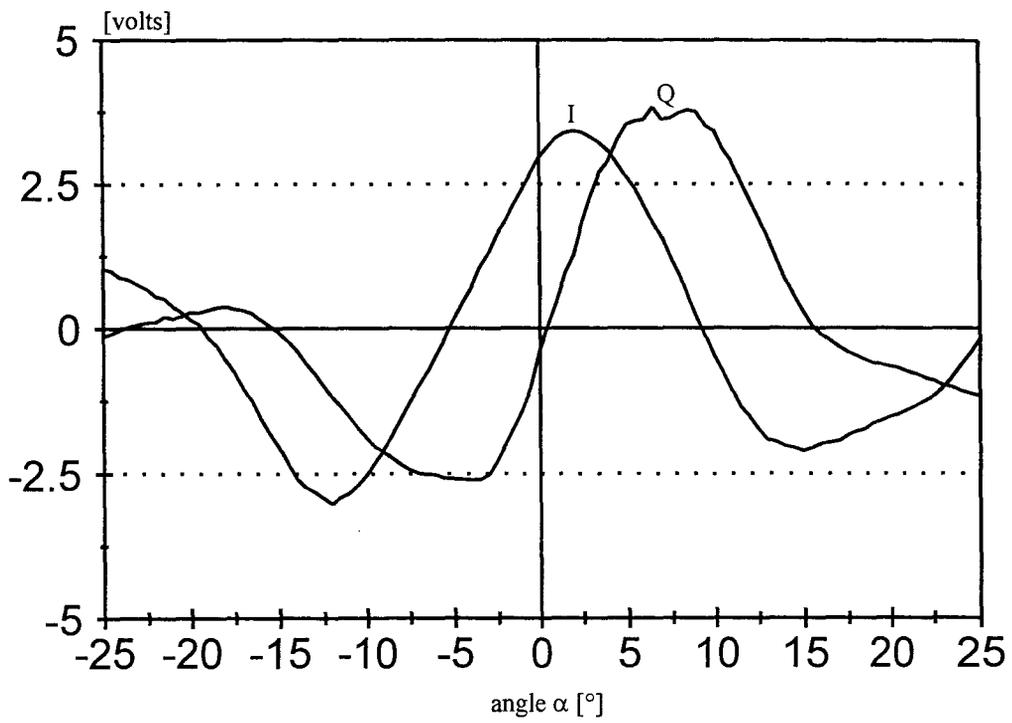
$$Q = K_2 \sin \phi$$

$$K_1 \approx K_2$$

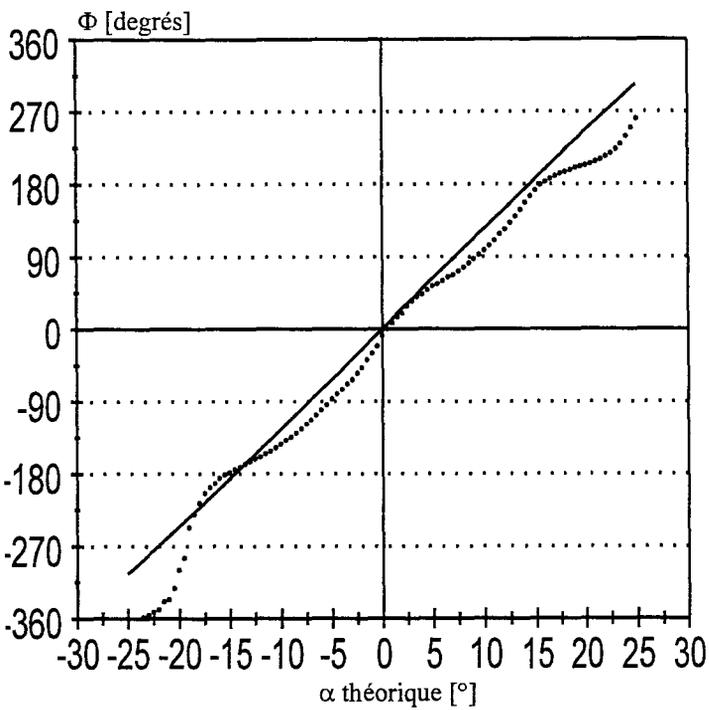
En posant
$$M = \frac{\sin(\phi + \theta)}{\sin \phi}$$

il vient
$$\tan \phi = \frac{\sin \theta}{M - \cos \theta}$$

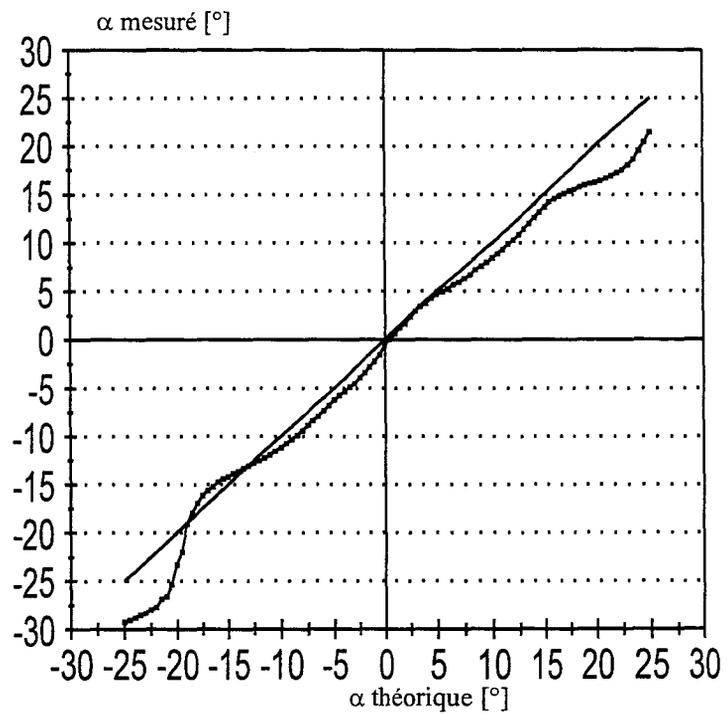
Le retard θ est préalablement déterminé par une caractérisation du corrélateur complexe à l'aide d'un déphaseur étalonné.



(a) : évolution des signaux I et Q en fonction de l'angle α

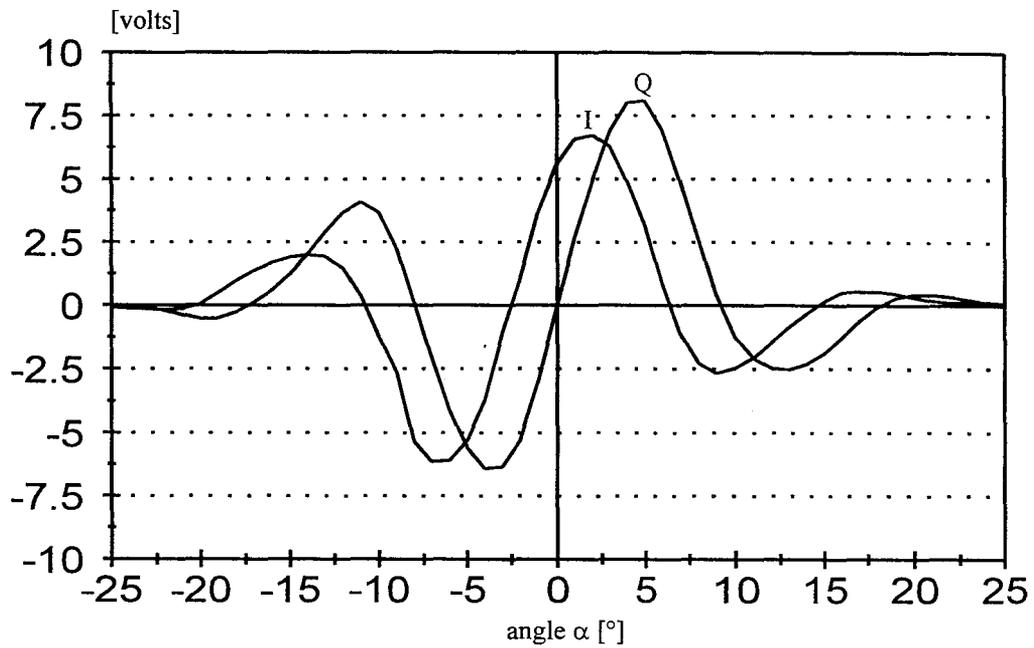


(b) : évolution de la phase en fonction de α

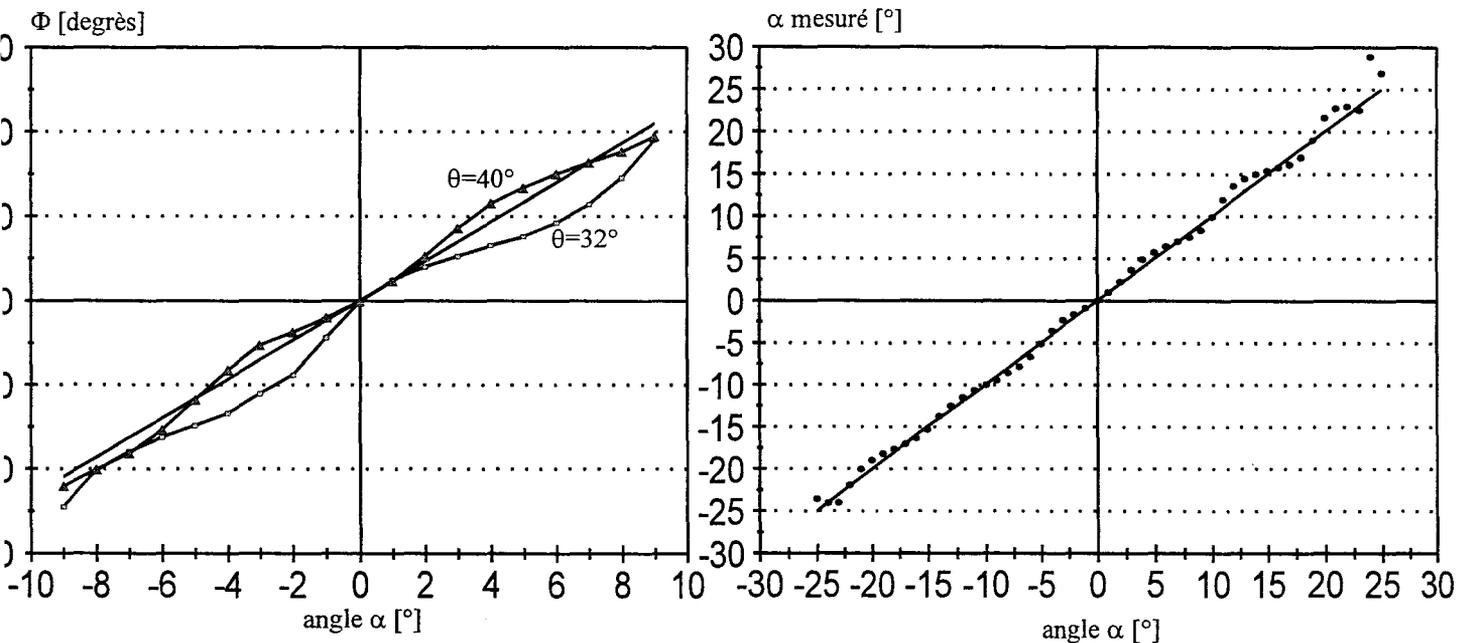


(c) : α mesuré fonction de sa valeur théorique

Figure 2.5 : Détermination de α avec des antennes patch
 $2D=6\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$, $h=30\text{ cm}$

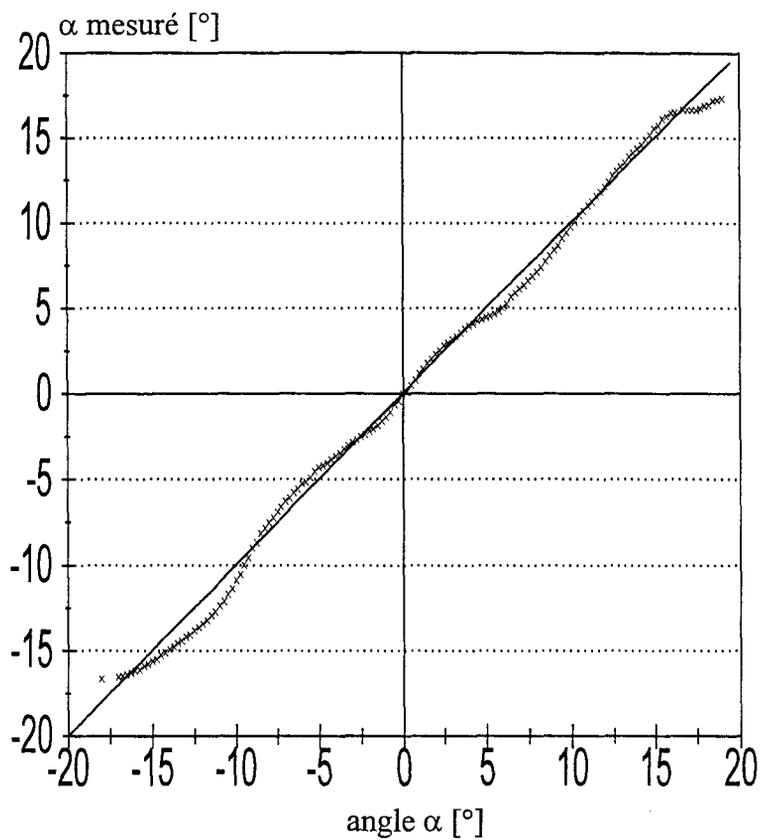


(a) : évolution des signaux I-Q avec retard θ introduit [40°] sur le I

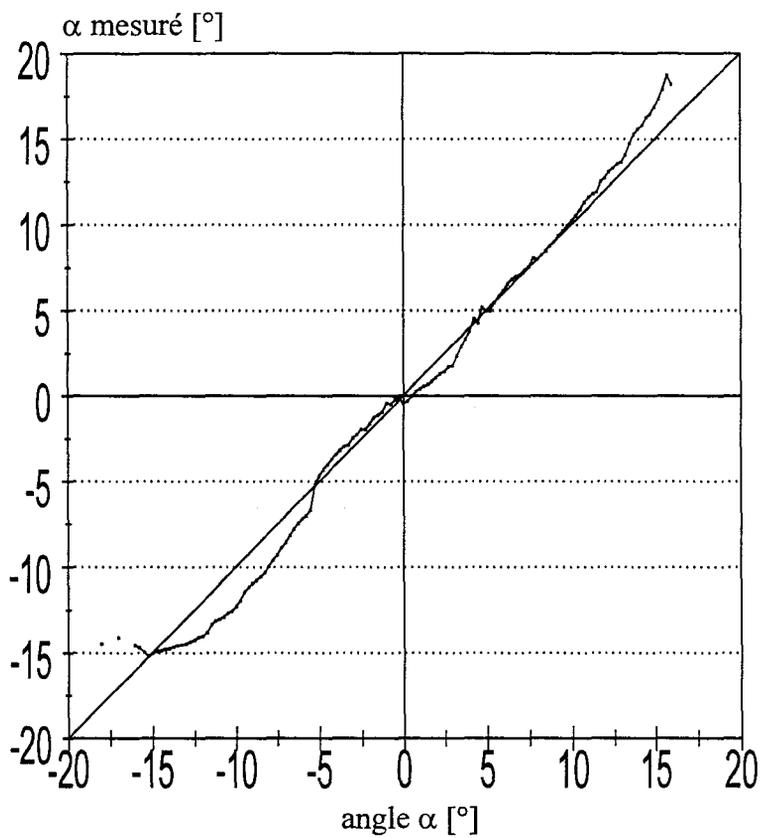


(b) : détermination de Φ pour 2 retards θ introduits $\theta=32^\circ$ et $\theta=40^\circ$ (c) : évolution de α mesuré en fonction de α théorique

Figure 2.6 : Mesure de la phase Φ et de l'angle α



(a) : panneau de bois aggloméré épaisseur 16 mm



(b) : bitume sec

Figure 2.7 : α mesuré fonction de sa valeur théorique pour $2D=10\text{cm}$ et $f=10\text{ GHz}$

Puis à partir de ces signaux nous essayons de retrouver l'angle α , sur la [fig2.6(b)] la détermination de la phase s'avère correcte pour $\theta=40^\circ$.

Ainsi par une caractérisation préalable du corrélateur et un traitement informatique associé, il est possible de s'affranchir de l'erreur introduite par les imperfections du corrélateur et de minimiser l'erreur sur l'angle α .

Cette méthode de réduction de l'erreur sur la phase, inhérente au corrélateur, est reprise en détail au paragraphe 5.5.3.

La [fig2.7] montre que la méthode d'inclinomètre s'applique aussi pour des surfaces non métalliques. Nous avons en particulier traité le cas d'un panneau de bois aggloméré, et du bitume (rugosité d'écart type égale à 3mm), sec ou mouillé.

2.5 Conclusion

Le procédé très simple et original que nous avons mis au point permet de réaliser un contrôle d'assiette pour un angle compris entre -23° et $+23^\circ$ avec une précision de 3 degrés. si la dynamique est réduite ($\pm 10^\circ$), la mesure de α peut se faire avec une précision de 1° .

Nous avons montré, qu'en réalisant des antennes patch, l'encombrement et le coût de notre inclinomètre monochromatique s'en trouvaient considérablement réduits, ce qui peut s'avérer intéressant dans le cas d'une solution embarquée sur un véhicule.

Bibliographie Chapitre 2

[1] : INDUSTRIES ET TECHNIQUES

La mécatronique rend vos produits plus intelligents.
Mars 1995, N° 758 pp 43-48

[2] : HL. PLANAR TECHNIK

Inclination sensors - New perspectives for the automotive sector
GmbH, D-44227 DORTMUND HAUERT 13, GERMANY

[3] : AC MESURE

Note technique, inclinomètre à électronique incorporée
AC MESURE 24, rue des Dames BP58 78340 LES CLAYFS SOUS BOIS

[4] : MEGATRON ELEKTRONIK AG

Note technique, inclinomètre
MEGATRON ELEKTRONIK AG Hermann -Oberth - STR7
86540 PUTZBRUNN/ MUNCHEN GERMANY

[5] : KYNMORE ENGINEERING CO LTD

Note technique
KYNMORE ENGINEERING 20-24 KIRBY ST , LONDON EC1N8TS, U.K

[6] : D. MARIOLI, E. SARDINI, A. TARONI

Ultrasonic distance measurement for linear and angular position control
I.E.E.E Trans. on Instr. and Meas. Vol 37, N°4 december 1988 pp 578 -581

[7] : M. EL BEKKALI

Capteurs cinémométriques à antennes plaquées en bande X - Applications.
Thèse de Docteur de l'Université Lille 1991

[8] : G. DUMOULIN

Etudes et réalisation d'une centrale cinémométrique hyperfréquence
pour applications ferroviaires.
Thèse de Docteur de l'Université Lille 1989

[9] : D.FREDRICQ

Etude de faisabilité d'un capteur télémétrique microonde à corrélation
goniométrie et mesure de niveau
Mémoire CNAM Lille 1986

[10] : L'USINE NOUVELLE

Train pendulaire, la France peut-elle rattraper son retard ?
N°2557-11 Juillet 1996 pp14-18

[11] : R.Q LEE, T.TALTY, K.F LEE

Mutual coupling between electromagnetically coupled rectangular patch antennas
Electronics Letters 14 th March 1991 vol 27 N°6, pp 532-533

[12] : JP COVILLERS

Réalisation et caractérisation d'un corrélateur microonde à 5.75 GHz
D.E.A 1992, LILLE

CHAPITRE 3

MESURE DE LA DISTANCE A UNE SURFACE PLANE PAR LA METHODE DE PURCELL

Chapitre 3

Mesure de la distance à une surface plane par la méthode de Purcell

3.1 Introduction

Les méthodes non coopératives développées jusqu'ici exploitent les figures d'interférences fournies par la corrélation de deux signaux monochromatiques issus d'une même source et reçus par deux antennes distinctes.

Nous nous plaçons dans ce chapitre, dans une situation différente. Il s'agit d'utiliser les interférences obtenues par la combinaison de deux signaux issus d'une même source et reçus par une seule antenne.

Le premier signal est obtenu par la réflexion d'une onde monochromatique sur une surface plane.

Le second signal provient notamment de la désadaptation présentée par l'antenne.

Nous évoquons ici un procédé original de mesure de distance qui peut s'avérer complémentaire des procédés précédemment présentés, le dispositif décrit au chapitre 1 comportant déjà la plupart des éléments utiles à cette nouvelle application.

Il utilise d'une certaine manière la méthode de Purcell, plus couramment utilisée dans la mesure de gain d'antenne [1].

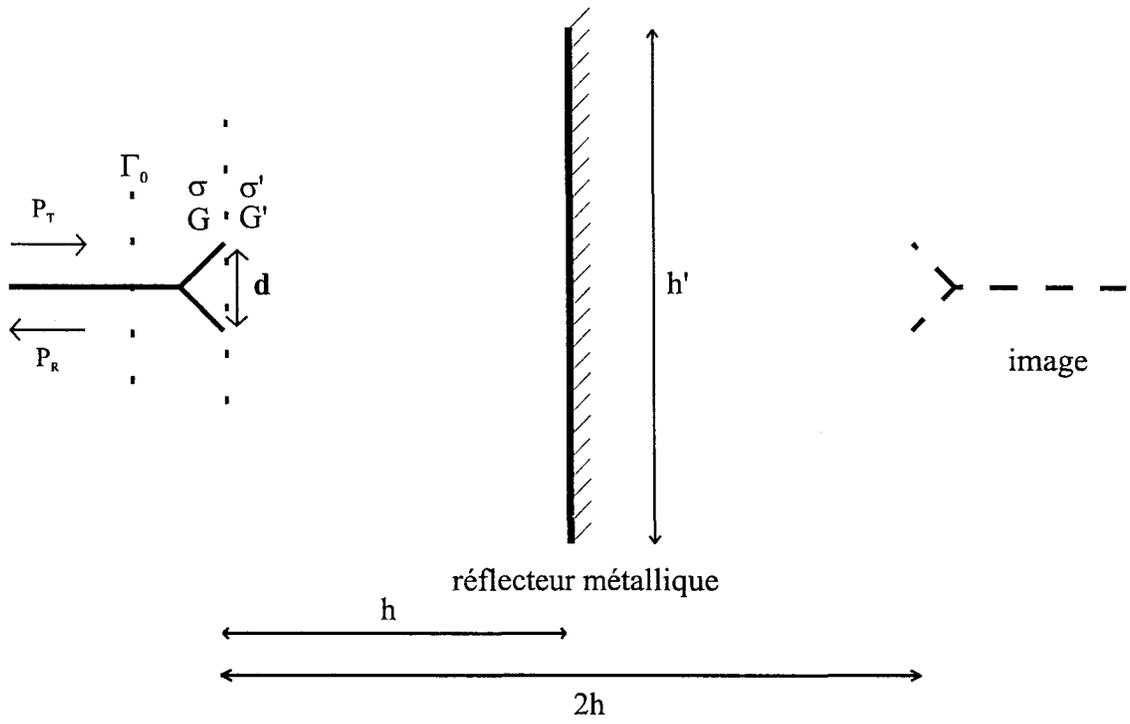


Figure 3.1 : dispositif

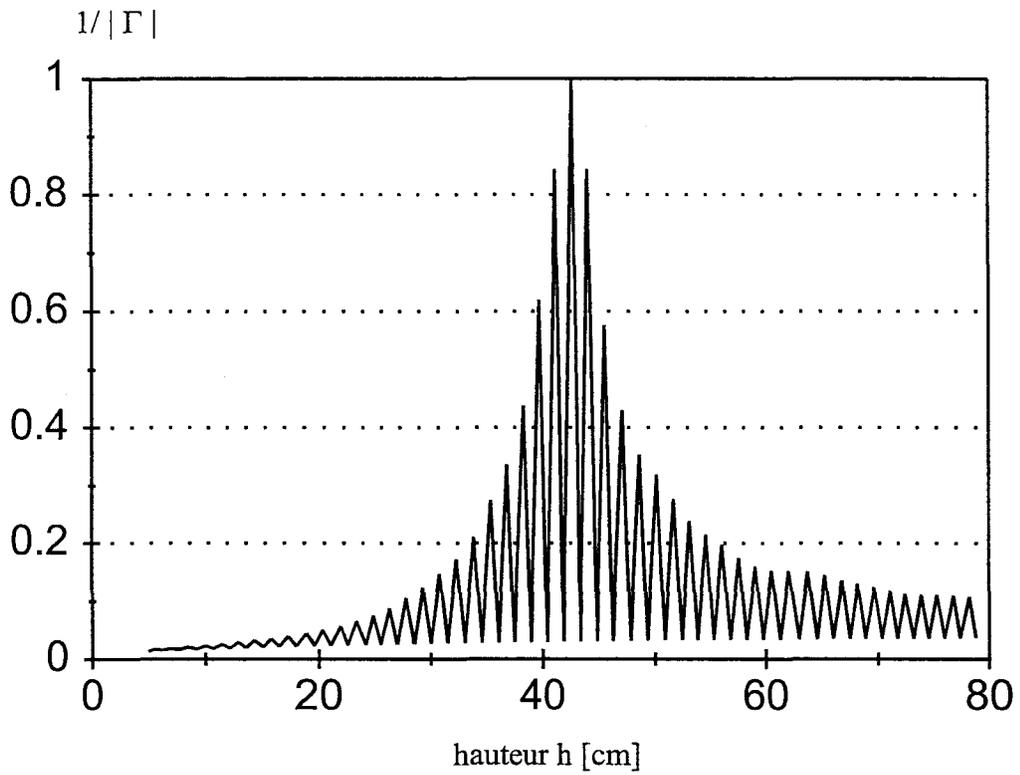


Figure 3.2 : Relevé expérimental de $1/|\Gamma|$

3.2 Rappel du principe de la méthode de Purcell

Nous présentons ici un bref rappel du principe de la méthode de Purcell, une alternative intéressante à la mesure du gain d'une antenne par la méthode des 2 antennes, est d'utiliser une seule antenne, considérée adaptée, et un plan réflecteur métallique [fig3.1].

L'antenne à caractériser "voit" ainsi son "image" à travers le réflecteur, c'est pourquoi cette méthode de détermination du gain est encore appelée méthode image [2].

L'énergie P_T rayonnée par l'antenne, se réfléchit sur le plan métallique, une partie P_R est captée en retour par la même antenne sous test .

Le rapport entre ces deux puissances s'écrit $|\Gamma|^2$:

$$|\Gamma|^2 = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{G\lambda}{8\pi h} \right)^2 \quad (3.1)$$

d'où le gain

$$G = \frac{8\pi h}{\lambda} |\Gamma| \text{ ou encore } \frac{1}{|\Gamma|} = \frac{8\pi h}{G\lambda} \quad (3.2)$$

Le critère de condition d'onde plane se traduit par la relation :

$$h \geq \frac{d^2}{\lambda} \quad (3.3)$$

Par ailleurs, le miroir de dimension h' doit intercepter la majeure partie du lobe principal de l'antenne, d'où la condition :

$$\frac{h'}{h} \geq \frac{2\lambda}{d} \quad (3.4)$$

On peut penser, qu'en principe, la relation (3.2) permet de connaître h , G , $|\Gamma|$ et λ étant connus. En fait, le processus est plus complexe, car deux interactions, liées l'une à la discontinuité source-antenne et l'autre à la discontinuité antenne-milieu de propagation interviennent.

C'est pourquoi, lorsque nous relevons expérimentalement l'évolution de $\frac{1}{|\Gamma|}$ en fonction de la distance h , sans précautions particulières, nous n'obtenons pas la variation linéaire attendue, mais une évolution présentée [fig3.2], sur laquelle apparaît ce que nous appellerons un "pic", correspondant en réalité à un zéro de signal.

P.Coquet [3] calcule le champ total (somme des champs incidents et réfléchis) lié à ces deux interactions :

$$E(z) = E_0 e^{-j\beta z} \left\{ 1 + \Gamma_0 e^{2j\beta z} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(1 - |\Gamma_0|^2 \right) \left(\frac{\sigma G}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} \Gamma_R^n \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{\frac{n-1}{2}} e^{-2jnk h} e^{2j\beta z} \right\} \quad (3.5)$$

avec

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \text{vecteur d'onde dans l'air}$$

Γ_0 = coefficient de réflexion dû à la désadaptation de l'antenne

Γ_R = coefficient de réflexion du réflecteur ($\Gamma_R = -1$ pour une plaque métallique)

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \text{ surface efficace d'absorption de l'antenne}$$

σ' = surface efficace de diffraction de l'antenne

G = gain de l'antenne (émission)

G' = gain de l'antenne (diffraction)

Nous présentons en **Annexe 1**, le bilan complet des puissances mises en jeu entre l'antenne et le plan réflecteur, qui aboutit à la relation (3.5).

Ainsi chaque flux de puissance réfléchi par la plaque génère une partie absorbée par l'antenne, et une fraction diffractée ou rerayonnée qui va elle-même se réfléchir sur le miroir pour donner de nouveau un terme de puissance atténué des lois de propagation.

Ce dernier terme va être à son tour capté et rerayonné par l'antenne et ainsi de suite...

La puissance résultante captée par l'antenne va se recombiner à la fraction de puissance non rayonnée due à la désadaptation Γ_0 de l'antenne.

En sommant cette série infinie de termes, nous obtenons l'expression du coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \Gamma_0 + \frac{(1 - |\Gamma_0|^2) \Gamma_R \left(\frac{\sigma G}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{-2,jkh}}{1 - \Gamma_R \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{-2,jkh}} \quad (3.6)$$

La diffraction d'une antenne pouvant être représentée par une fonction de gain tout comme à l'émission.

L'expression (3.6) peut être avantageusement écrite sous la forme :

$$\Gamma = \Gamma_0 + \frac{\alpha \Gamma_R}{h e^{2,jkh} - \beta \Gamma_R} \quad (3.7)$$

dans laquelle

$$\beta = \left((|\Gamma_0|^2 + A) \frac{\sigma G}{16\pi} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = (1 - |\Gamma_0|^2) \left(\frac{\sigma G}{16\pi} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\left(A = \frac{\sigma'}{\sigma} \right)$$

3.2.1 Détermination de la surface efficace de diffraction

La surface efficace de diffraction σ' est fonction de l'aspect présenté par l'antenne à l'onde incidente, elle génère ainsi une puissance diffractée P_d telle que :

$$P_d = \sigma' S \text{ (avec } S \text{ flux de puissance)}$$

Cette puissance diffractée est difficilement mesurable et son évaluation théorique est sujette à ambiguïtés. Silver [4] détermine expérimentalement la surface efficace de diffraction σ' d'une parabole ($\sigma' = \sigma/2$, $A = 0.5$) par la méthode image. Mais il n'explique pas comment il dissocie les deux effets, l'un dû à la désadaptation de l'antenne ($|\Gamma_0|$), l'autre dû au re-rayonnement (σ').

Nous pouvons cependant déterminer expérimentalement σ' , si le gain de l'antenne est connu et en prenant $\Gamma_0 \neq 0$ et $\Gamma_r = -1$ (réflecteur métallique) dans l'expression (3.6) ce qui donne pour le module de $|\Gamma|$:

$$\frac{1}{|\Gamma|} = \frac{h}{\alpha} \sqrt{1 - 2 \frac{\sqrt{A}}{h} \alpha \cos(\pi - 2kh) + A \frac{\alpha^2}{h^2}} \quad (3.8)$$

Ainsi $\frac{1}{|\Gamma|}$ est une fonction oscillante de h , qui présente des minima et maxima ayant pour expression:

$$\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right)_{\min} = \frac{h}{\alpha} \left(1 - \sqrt{A} \frac{\alpha}{h}\right) \text{ pour } h = \frac{l \lambda}{4} \text{ (l impair)}$$

$$\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right)_{\max} = \frac{h}{\alpha} \left(1 + \sqrt{A} \frac{\alpha}{h}\right) \text{ pour } h = \frac{m \lambda}{4} \text{ (m pair)}$$

En posant

$$R = \frac{\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right)_{\min}}{\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right)_{\max}} \quad (3.9)$$

On peut déterminer la constante A :

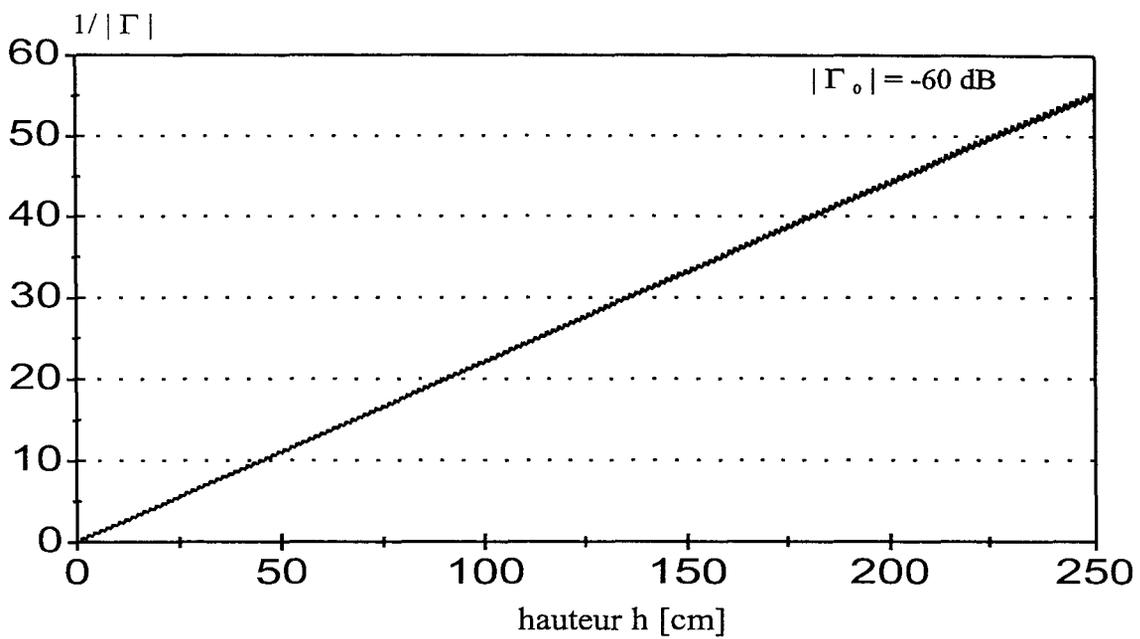
$$A = \frac{h(1-R)}{\alpha(1+R)} \quad (3.10)$$

Mais le terme $|\Gamma_0|$ d'une antenne ne peut être nul, nous avons donc recherché à l'analyseur de réseaux la fréquence pour laquelle $|\Gamma_0|$ est minimal afin de pouvoir négliger son effet. Pour un cornet bande X, nous mesurons $f_{\min} = 11,256$ GHz, $|\Gamma_0| = -46$ dB.

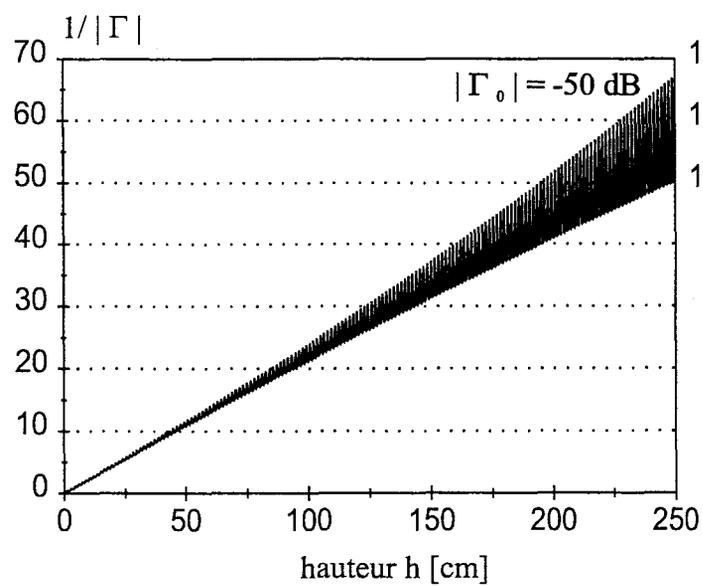
Dans ce cas, nous pouvons, sans trop d'erreurs, attribuer l'oscillation parasite uniquement au terme σ' . Nous vérifions expérimentalement que les minima et maxima consécutifs sont espacés de $\lambda/4$.

Ainsi un déplacement du réflecteur de $\lambda/4$ permet, à la fréquence f_{\min} , d'estimer σ' .

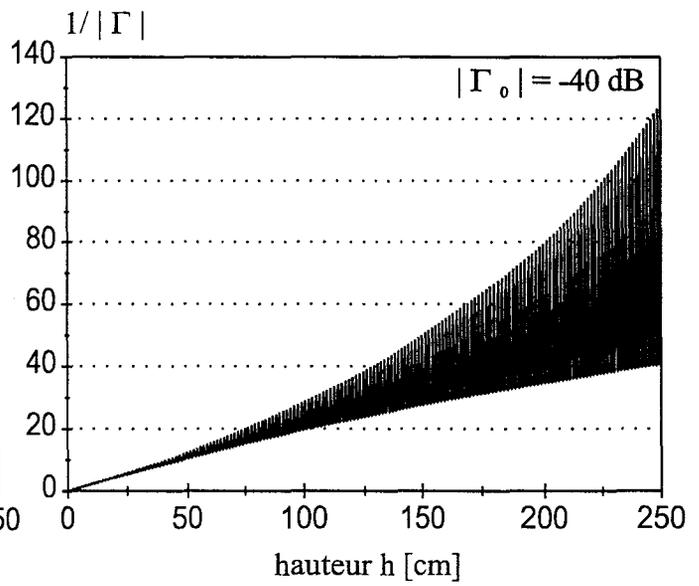
$$\sigma' \cong 0.75\sigma \quad (3.11)$$



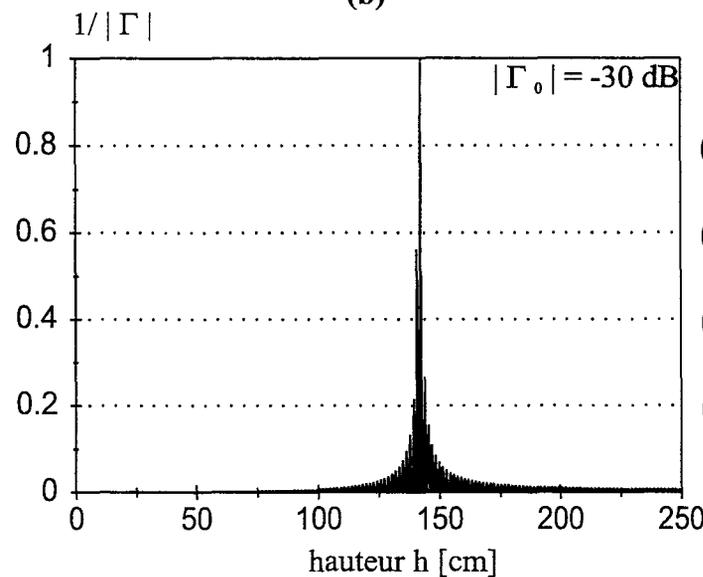
(a)



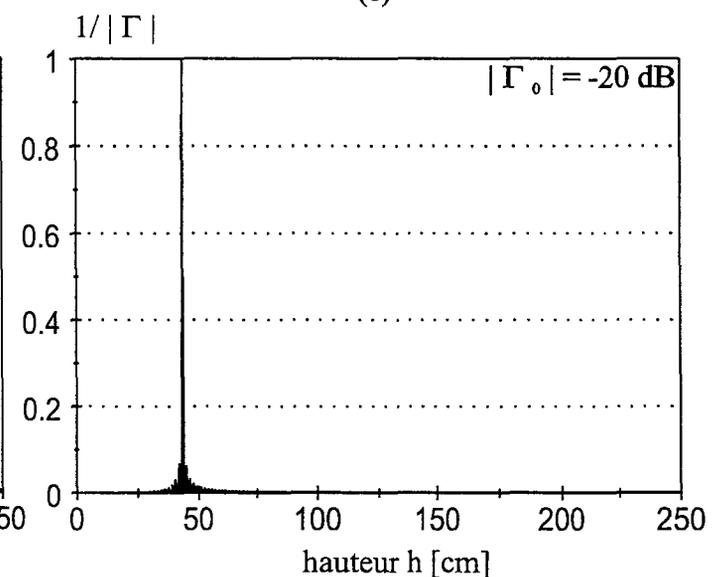
(b)



(c)



(d)



(e)

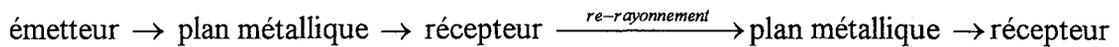
Figure 3.3 : simulation de l'évolution de $1/|\Gamma|$ pour divers $|\Gamma_0|$

(a): $|\Gamma_0| = -60$ dB, (b): $|\Gamma_0| = -50$ dB, (c): $|\Gamma_0| = -40$ dB, (d): $|\Gamma_0| = -30$ dB, (e): $|\Gamma_0| = -20$ dB

Notons que dans le cas de la détermination du gain au moyen de deux antennes identiques, où la puissance est directement rayonnée d'une antenne à l'émission vers une antenne à la réception, nous sommes beaucoup moins sensible à l'effet de re-rayonnement. Le terme principal de la puissance reçue arrive directement de l'émetteur, tandis que le terme de puissance du au re-rayonnement doit suivre le processus suivant :



Avec une seule antenne et un plan métallique, le processus est :



Ainsi si l'on mesure le coefficient de réflexion $|\Gamma_t|$ entre deux antennes écartées suffisamment pour que les conditions de champ lointain soient vérifiées, il n'apparaît pas d'oscillations parasites, la variation $\frac{1}{|\Gamma_t|}$ fonction de h est bien linéaire. Par contre si h est faible (<30cm), nous retrouvons les oscillations parasites, nous sommes dans le champ proche de l'antenne.

3.2.2 Simulation du coefficient de réflexion $|\Gamma|$ en fonction de h

Nous simulons l'expression (3.6) pour différents $|\Gamma_0|$, où deux cas sont à considérer :

3.2.2.1 Antenne pratiquement adaptée

Si $|\Gamma_0| < -60\text{dB}$, [fig 3.3(a)], l'expression (3.6) aboutit au même résultat que l'expression (3.2), la variation en fonction de la distance de $\frac{1}{|\Gamma|}$ est quasiment linéaire.

Si $|\Gamma_0|$ reste faible ($-60\text{dB} < |\Gamma_0| < -40\text{dB}$) [fig 3.3(b)-(c)], la courbe $\frac{1}{|\Gamma|}$ fonction de la distance h fait encore apparaître une droite passant par l'origine, à laquelle se superpose une sinusoïde d'amplitude relativement faible et de période $\lambda/2$. Dans ce cas, il suffit de lisser cette courbe pour obtenir celle prévue par la relation (3.2).

3.2.2.2 Antenne désadaptée

Dans d'autres cas, le coefficient de réflexion parasite est si important ($-30 < |\Gamma_0| < -20\text{ dB}$) qu'il masque la courbe initiale, du type indiqué par la relation (3.2). On obtient alors un diagramme $\frac{1}{|\Gamma|}$ fonction de h présenté [fig 3.3 (d)-(e)].

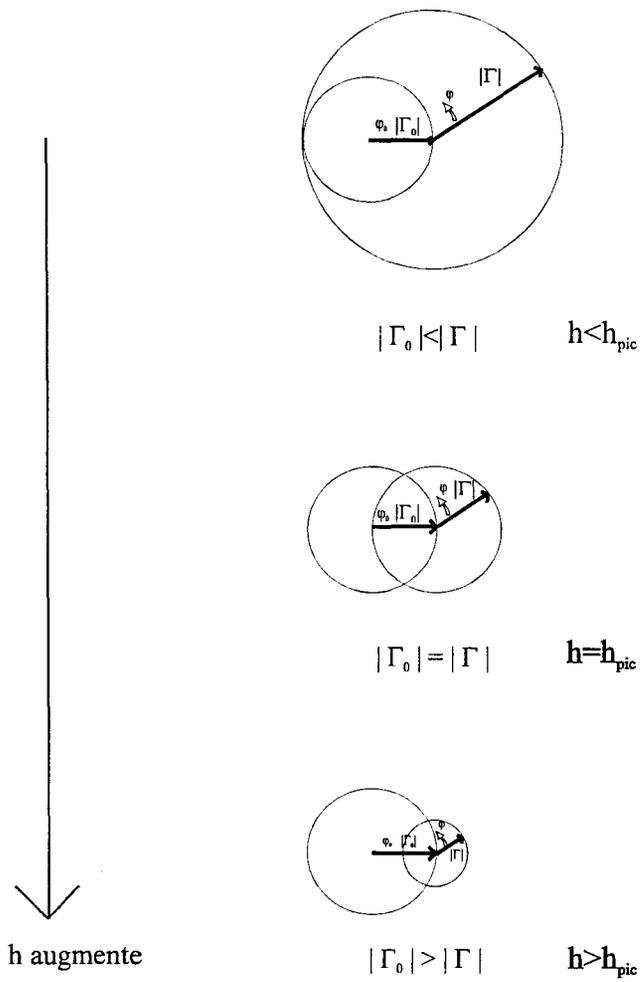


Figure 3.4 : représentation vectorielle de Γ et de Γ_0

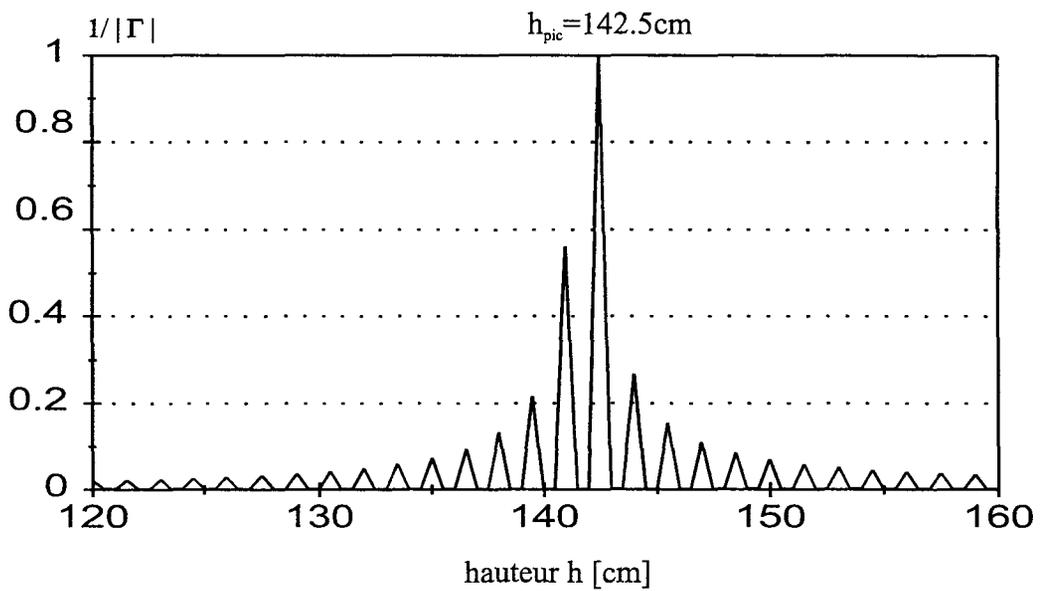
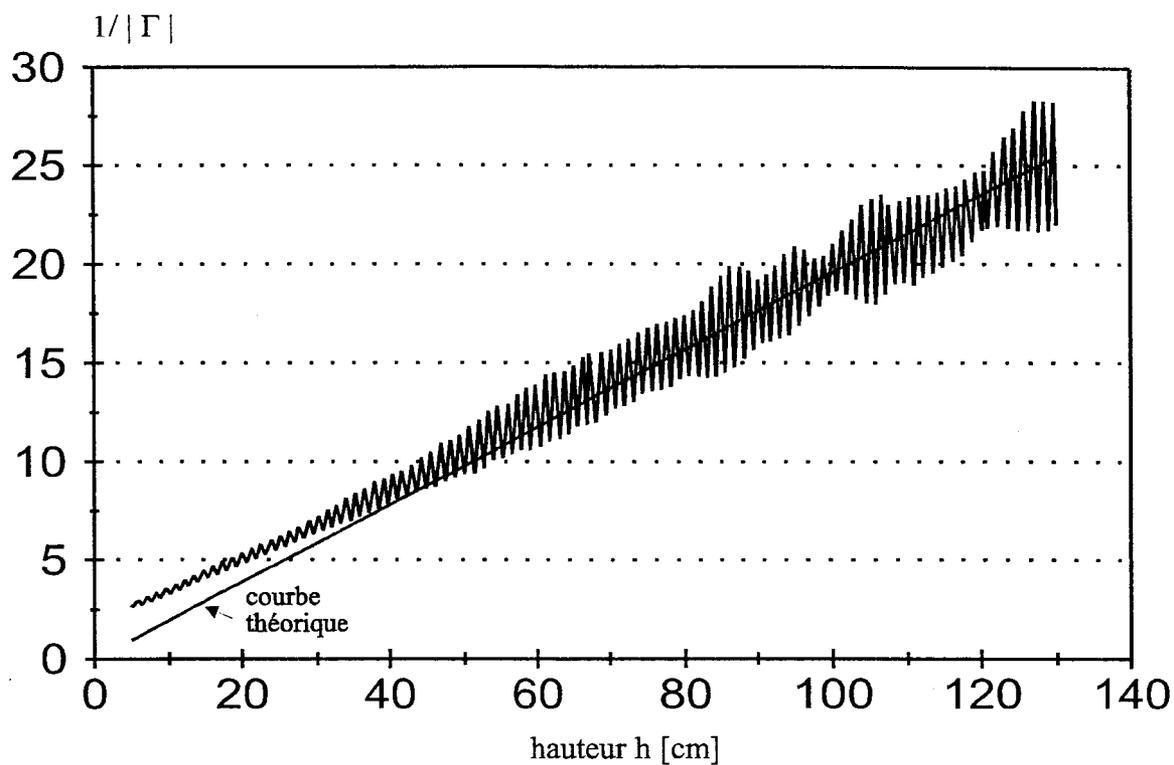
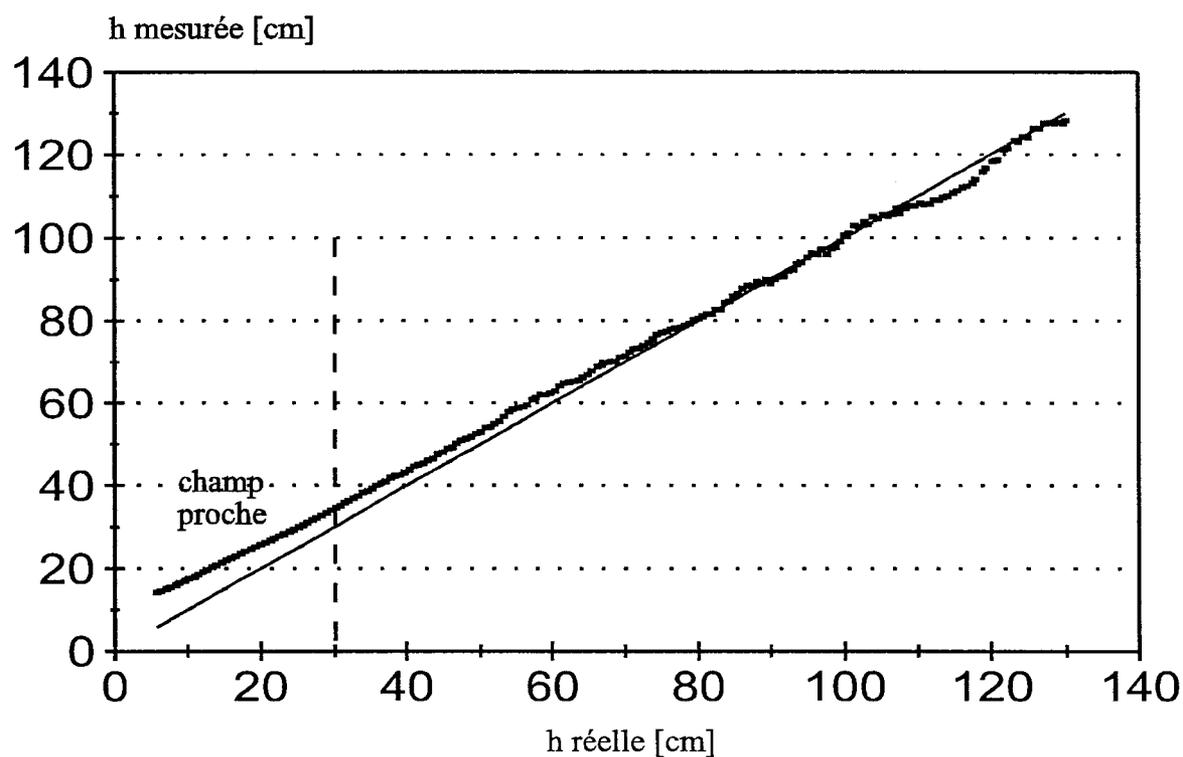


Figure 3.5 : évolution de $1/|\Gamma|$ fonction de h pour $|\Gamma_0| = -30 \text{ dB}$



(a)



(b)

Figure 3.6 : détermination de h lorsque $|\Gamma_0| = -45$ dB

- (a) : relevé avec antenne parfaitement adaptée
- (b) : détermination de h après lissage

La [fig 3.4] montre comment se combinent les vecteurs Γ et Γ_0 , dans cette situation en fonction de la distance h , selon que l'on se trouve avant, après, ou à la distance h pour laquelle la quantité $\frac{1}{|\Gamma|}$ présente un extremum.

La [fig 3.5], qui correspond à une dilatation de la [fig 3.3 (d)], montre le résultat de la combinaison des deux vecteurs, lorsque leurs amplitudes sont voisines, en fonction de h .

On remarque aussi que le "pic" se déplace vers les valeurs décroissantes de h , lorsque le coefficient de désadaptation $|\Gamma_0|$ augmente de -30 dB à -20 dB.

3.3 Application à la mesure de distance à une surface plane réfléchissante

Nous réutilisons ce qui vient d'être dit au paragraphe 3.2 : au lieu de déterminer G , à partir de la connaissance de h , on réalise la procédure inverse.

3.3.1 Antenne pratiquement adaptée

Si l'antenne est pratiquement adaptée ($|\Gamma_0| < -40\text{dB}$), l'enveloppe du signal réfléchi varie comme l'inverse de h , d'où une mesure facile. Les effets du coefficient de réflexion de l'antenne sont faibles, il suffit alors de lisser la courbe $\frac{1}{|\Gamma|}$ fonction de h pour supprimer l'oscillation résiduelle due essentiellement au re-rayonnement. Sur la [fig3.6(a)], nous constatons que pour $h=0$ (réflecteur dans le plan d'ouverture de l'antenne, le signal $\frac{1}{|\Gamma|}$ n'est pas nul car toute l'énergie émise par l'antenne est renvoyée ($P_R=P_E$, $|\Gamma|=1$). De plus pour $h < 35\text{cm}$, la courbe s'écarte de la droite théorique, nous sommes dans la zone de champ proche de l'antenne.

3.3.2 Antenne désadaptée

Nous avons surtout rencontré des situations où les effets de la réflexion parasite sont relativement importants [5],[6], ($-20 < |\Gamma_0| < -30\text{dB}$) conduisant à des diagrammes, du type représenté [fig 3.3(d)-(e)]. Nous allons voir qu'il est alors possible de supprimer cet effet en réalisant soit un neutrodynage physique, soit un neutrodynage informatique.

3.3.2.1 Mise en évidence de la désadaptation

En absence de réflecteur métallique, bien que notre système (présenté ci-dessous) soit placé dans une chambre anéchoïde, nous constatons la présence d'un signal parasite W aux bornes du détecteur.

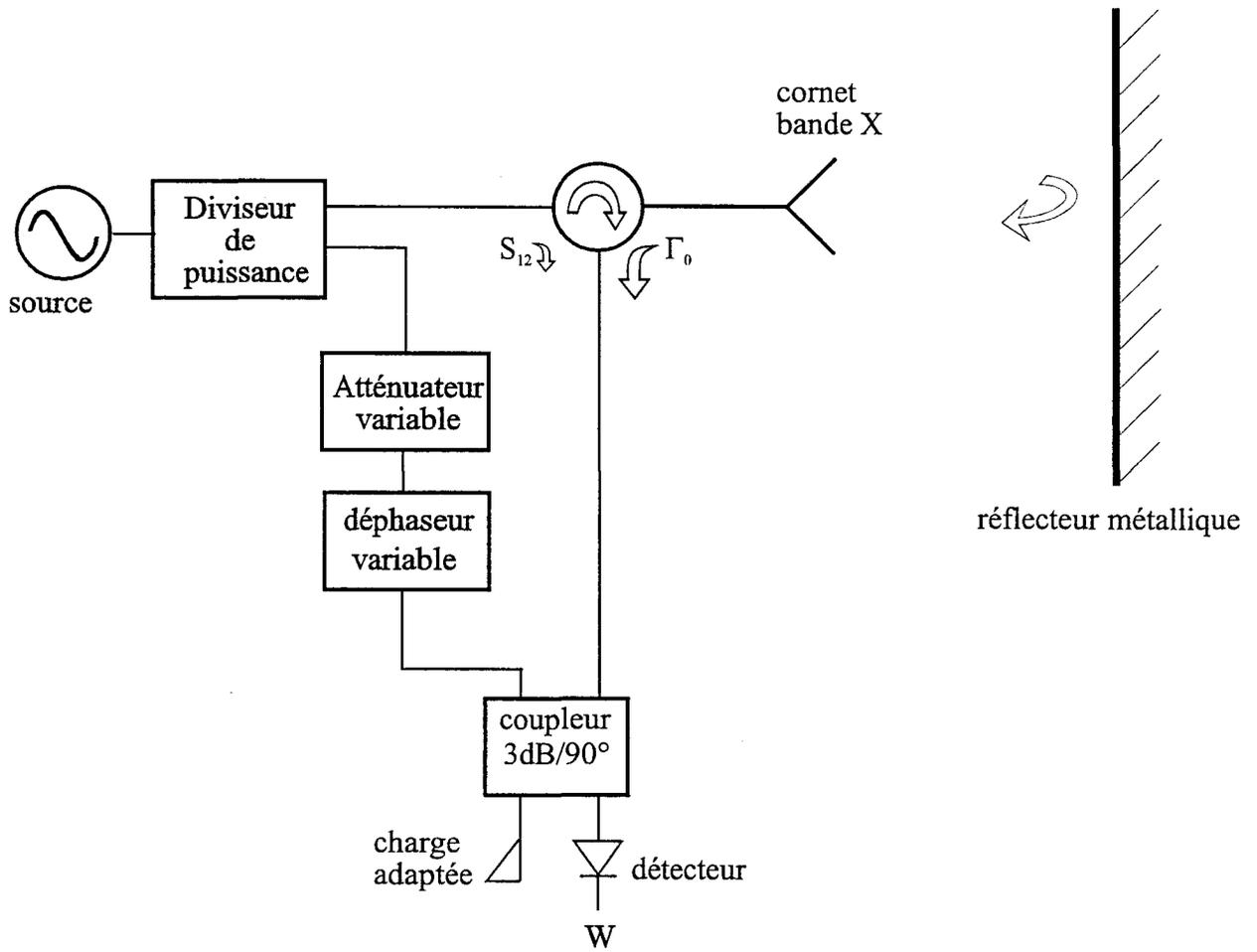
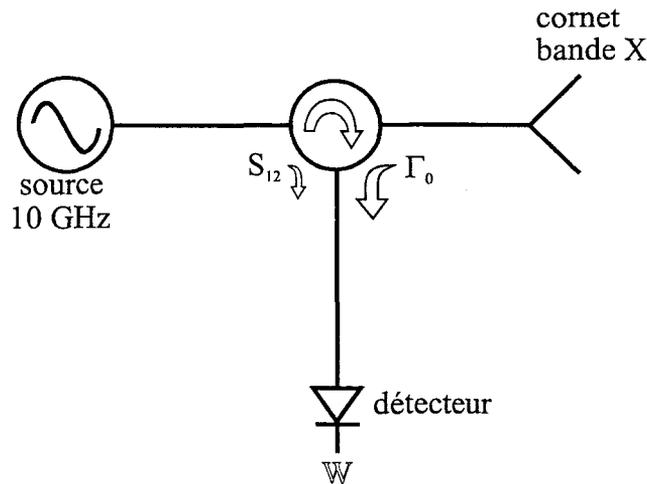


Figure 3.7 : mode opératoire du neutrodynage physique

Nous calculons le signal W (**Annexe 2**) à partir des graphes de fluence [7]:



$$W = \frac{S_{12}(1 - S_{33}\Gamma_0) + S_{32}\Gamma_0 S_{13}}{1 - S_{33}\Gamma_0} \quad (3-12)$$

Si on considère que le circulateur est quasiment parfait :

$$\begin{aligned} |S_{33}| < -30 \text{ dB} \\ |S_{21}| \# |S_{32}| \# |S_{13}| \# 1 \quad |S_{ii}| < -30 \text{ dB} \end{aligned}$$

L'expression (3-12) peut-être approchée par:

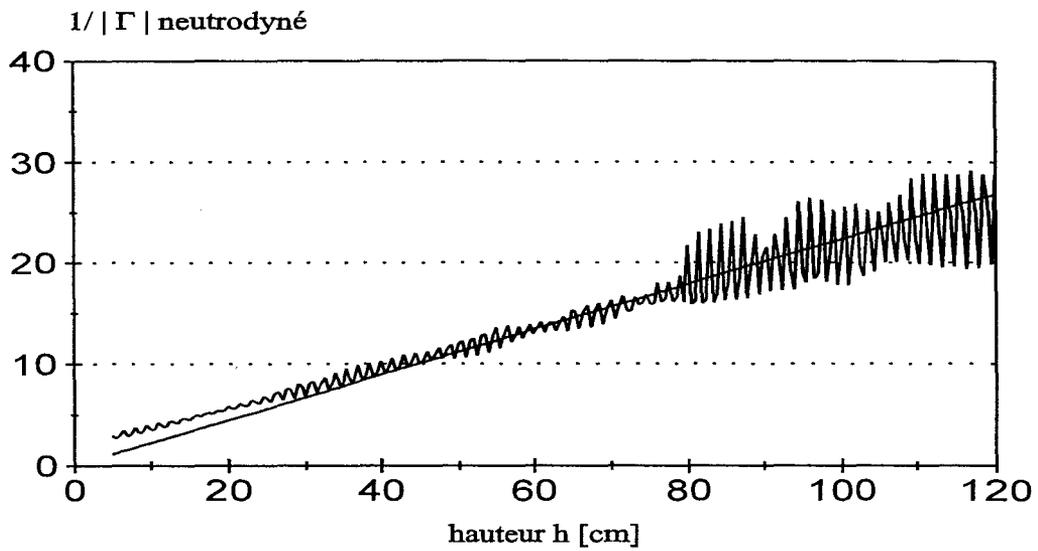
$$W \cong S_{12} + \Gamma_0$$

Si on dispose d'un circulateur parfait ($|S_{12}| \approx 0$), le signal parasite n'est alors dû qu'au paramètre $|\Gamma_0|$.

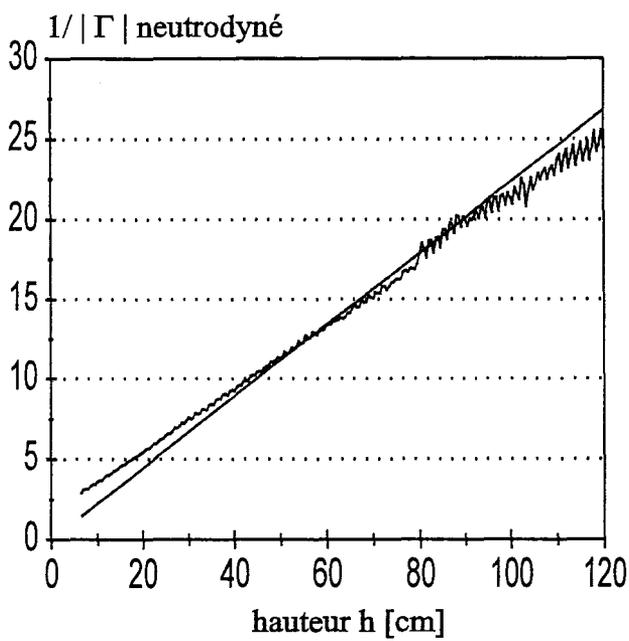
3.3.2.2 Neutrodynage physique

Le procédé que nous proposons consiste comme le montre le schéma [fig 3.7] à injecter un signal d'amplitude et de phase telle qu'il annule les effets du signal parasite dû à Γ_0 . En absence de réflecteur, le signal W lu en sortie du détecteur n'est pas nul. Par action simultanée sur l'atténuateur et le déphaseur, on annule le signal W . Le neutrodynage effectué, il est possible de mesurer h .

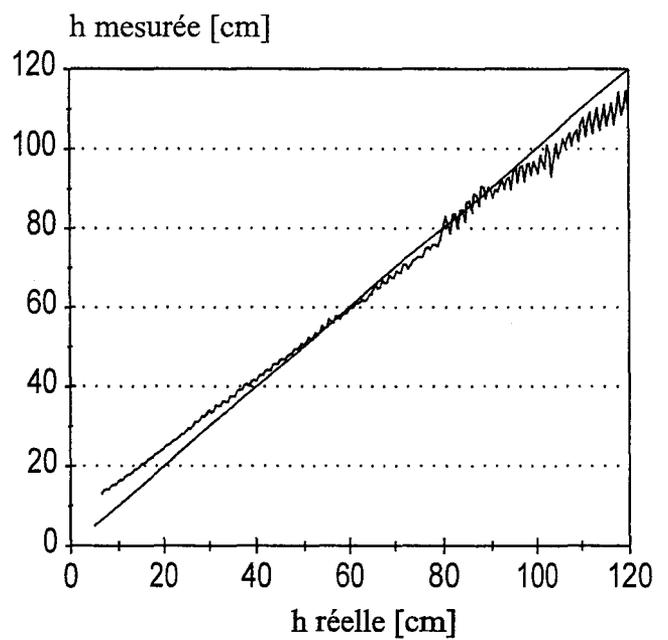
La [fig 3.8] montre un résultat expérimental.



(a)



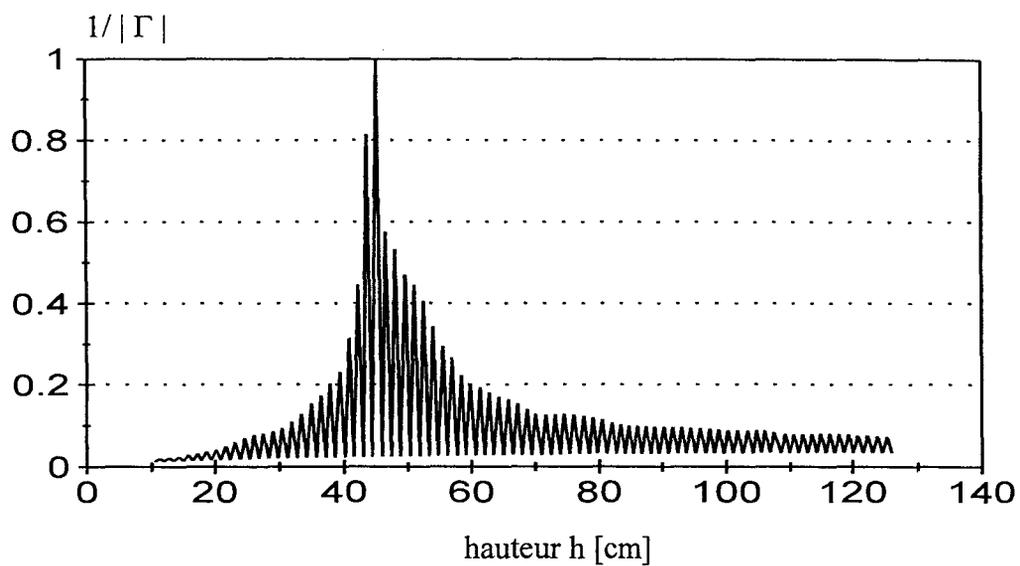
(b)



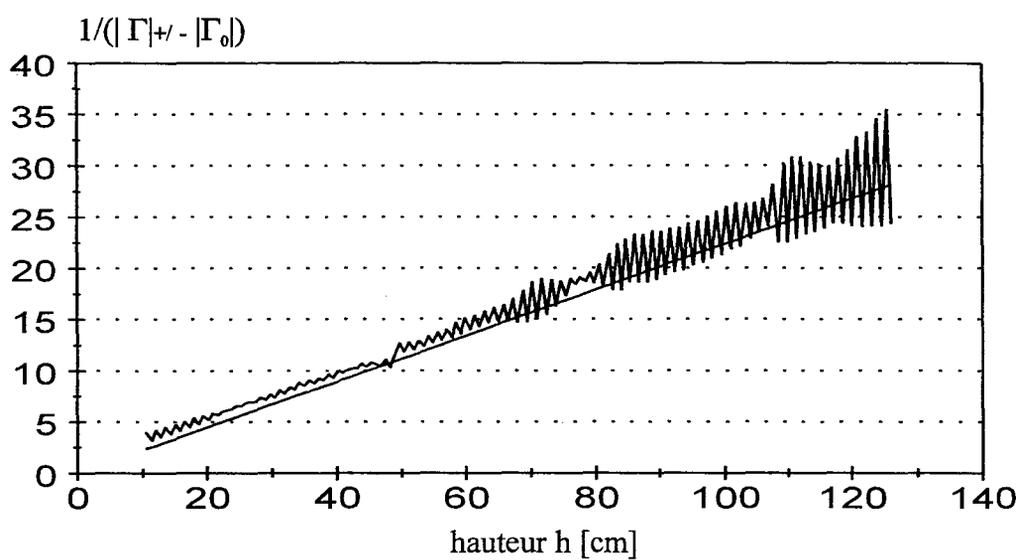
(c)

Figure 3.8 : détermination de h par neutrodynage physique
 $f = 10$ GHz

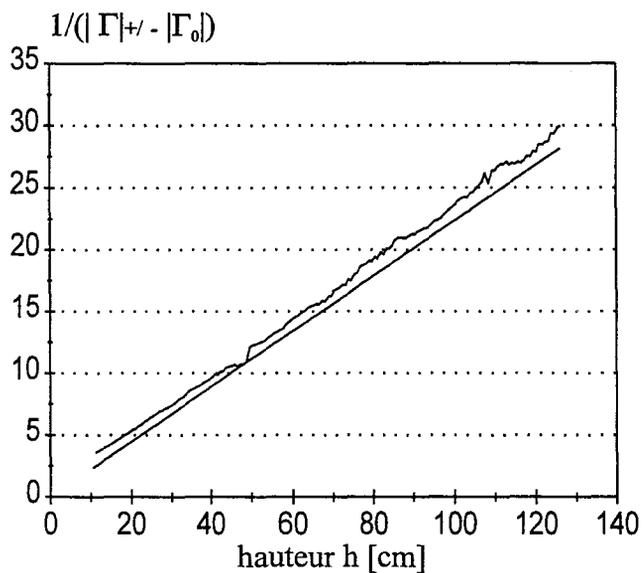
- (a) : relevé expérimental brut
- (b) : même relevé après lissage
- (c) : mesure de h



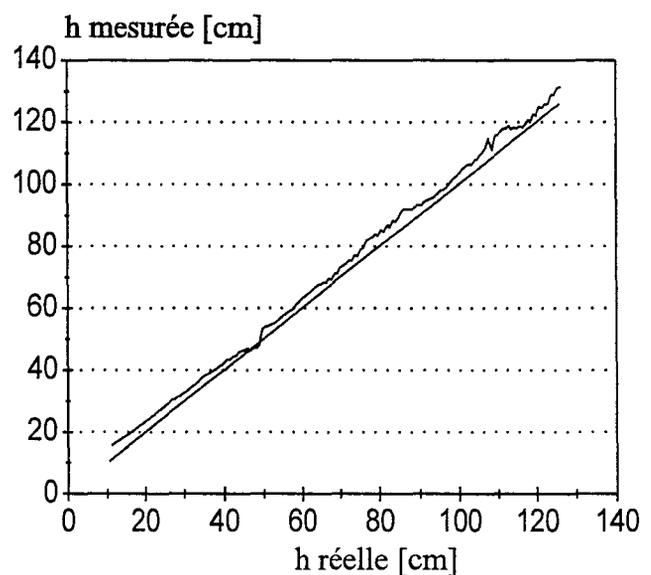
(a) : relevé brut de $1/|\Gamma|$ pour $|\Gamma_0| = -21.1$ dB_i



(b) : relevé après neutrodynage informatique



(c) : neutrodynage + lissage



(d)

Figure 3.9 : détermination de h par neutrodynage informatique

3.3.2.3 Neutrodynage informatique

On peut mesurer expérimentalement la valeur de $|\Gamma_0|$, l'ajouter ou la retrancher aux extrema de la courbe brute comme le montre la [fig 3.9] après lissage. Cette méthode est cependant moins performante que le neutrodynage physique qui est basé sur la recherche d'un zéro, car il s'avère difficile de mesurer $|\Gamma_0|$ avec précision; de plus elle ne permet pas de s'affranchir de toutes les recombinaisons de phase de Γ_0 avec le paramètre S_{12} lorsque ce dernier est non négligeable devant Γ_0 . Cependant une caractérisation complète du système de mesure : antenne et circulateur, est toujours possible.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré l'influence négative de la désadaptation d'une antenne sur la mesure de distance d'une surface plane lorsque l'antenne est à la fois utilisée en émission et en réception.

Nous avons proposé deux solutions de réduction du signal parasite :

- le neutrodynage physique.
- le neutrodynage informatique.

Notre procédé peut venir compléter la mesure de distance présentée au chapitre 1 (notion de capteur intelligent) [8].

Bibliographie chapitre 3

[1] : **A.B. PIPPARD, O.J BURRELL, E. CROMIE**

The influence of re-radiation on measurements of the power gain of an aerial.
J IEE, 1946 - 93 pt (3a) pp 720-722

[2] : **R.Q LEE, MF BADDOUR**

Absolute gain measurement by the image method under mismatched condition.
I.E.E.E A.P.S int. Symp. Digest 1987, pp 398-401

[3] : **P. COQUET**

Contribution à la réalisation en bande millimétrique d'un analyseur de réseau vectoriel
Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 1993

[4] : **S. SILVER**

Microwave antenna theory and design
McGraw -Hill Book company pp 574-592

[5] : **Z.WU**

Effect of mismatch on antenna gain measurement by Purcell's method
Electronics Letters 8th May 1986 vol 22 n°10 pp 522-524

[6] : **R.Q LEE, M.F BADDOUR**

Absolute gain measurement of microstrip antennas under mismatched conditions.
Electronics Letters april 1988 vol n°24 n°9, pp 521- 522

[7] : **R. BADOUAL**

Les Microondes (circuit-microrubans -fibres)
éditions Masson, pp 188-196

[8] : **A.BENLARBI-DELAÏ, JP. COVILLERS, Y.LEROY**

Dual-mode anticollision short-range radar
24th European Microwave Conference Proceeding
Cannes 5-8 septembre 1994, vol 1 pp 413-418

CHAPITRE 4

MESURE A DISTANCE DU COEFFICIENT DE REFLEXION D'UNE SURFACE PLANE

Chapitre 4

Mesure à distance du coefficient de réflexion d'une surface plane [1] [2]

4.1 Introduction

Nous pouvons trouver une autre application à la méthode présentée au chapitre précédent, le gain de l'antenne restant supposé connu. Le signal réfléchi dépend à la fois de la distance au plan réflecteur mais aussi de la nature physique de ce dernier, il s'avère donc possible de déduire le coefficient de réflexion de la surface plane présentée devant l'antenne, ceci par un procédé simple opérant à distance. Dans ce contexte, la désadaptation de l'antenne aura un impact positif sur la mesure.

La vérification expérimentale de ce procédé passe par la réalisation de surfaces planes dont nous déterminons en incidence normale le coefficient de réflexion.

4.2 Principe de la mesure

Comme au chapitre précédent [fig 3.1], le dispositif considéré consiste en une antenne, alimentée par une source monochromatique, placée en incidence normale face à une surface plane. Mais à la différence des cas considérés précédemment, la surface n'est pas un miroir, mais présente un coefficient de réflexion de module $|\Gamma_{\text{mat}}|$.

Nous nous plaçons dans le cas général où l'antenne est le siège d'un coefficient de réflexion parasite $\Gamma_0 = |\Gamma_0|e^{j\phi_0}$. Ainsi, il se produit un phénomène d'interférence entre le signal réfléchi par la surface et reçu par l'antenne, et celui engendré par la réflexion parasite propre à l'antenne.

Dans tous les cas, une caractéristique remarquable de cette situation est que, pour une valeur particulière de la distance h , l'enveloppe du signal résultant $S(h)$ passe par une valeur nulle. Nous pouvons ainsi mettre à profit cette propriété pour mesurer à distance et donc sans contact le coefficient de réflexion du matériau situé face à l'antenne.

Notons qu'une autre méthode [3],[4(a)],[4(b)], consiste à déplacer le matériau sous test autour d'une position h et à relever la valeur minimale et maximale voisine de l'enveloppe pour un matériau de coefficient de réflexion connu puis pour la même distance h , d'opérer de la même manière pour un matériau inconnu.

Notre méthode repose sur la recherche du minimum minimorum de signal. Si nous considérons de nouveau l'expression (3.6) qui rend compte du bilan complet des interactions entre la plaque et l'antenne :

$$\Gamma = \Gamma_0 + \frac{\alpha \Gamma_R}{h e^{2jk h} - \beta \Gamma_R} \quad (4.1)$$

dans laquelle

$$\beta = \left((|\Gamma_0|^2 + A) \frac{\sigma G}{16\pi} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\alpha = (1 - |\Gamma_0|^2) \left(\frac{\sigma G}{16\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad A = \frac{\sigma'}{\sigma}$$

Si maintenant, nous ne considérons dans le bilan des interactions entre l'antenne et le plan réflecteur que la discontinuité antenne-source et un aller-retour antenne-matériau, nous négligeons donc les effets de re-rayonnement ($A=0$).

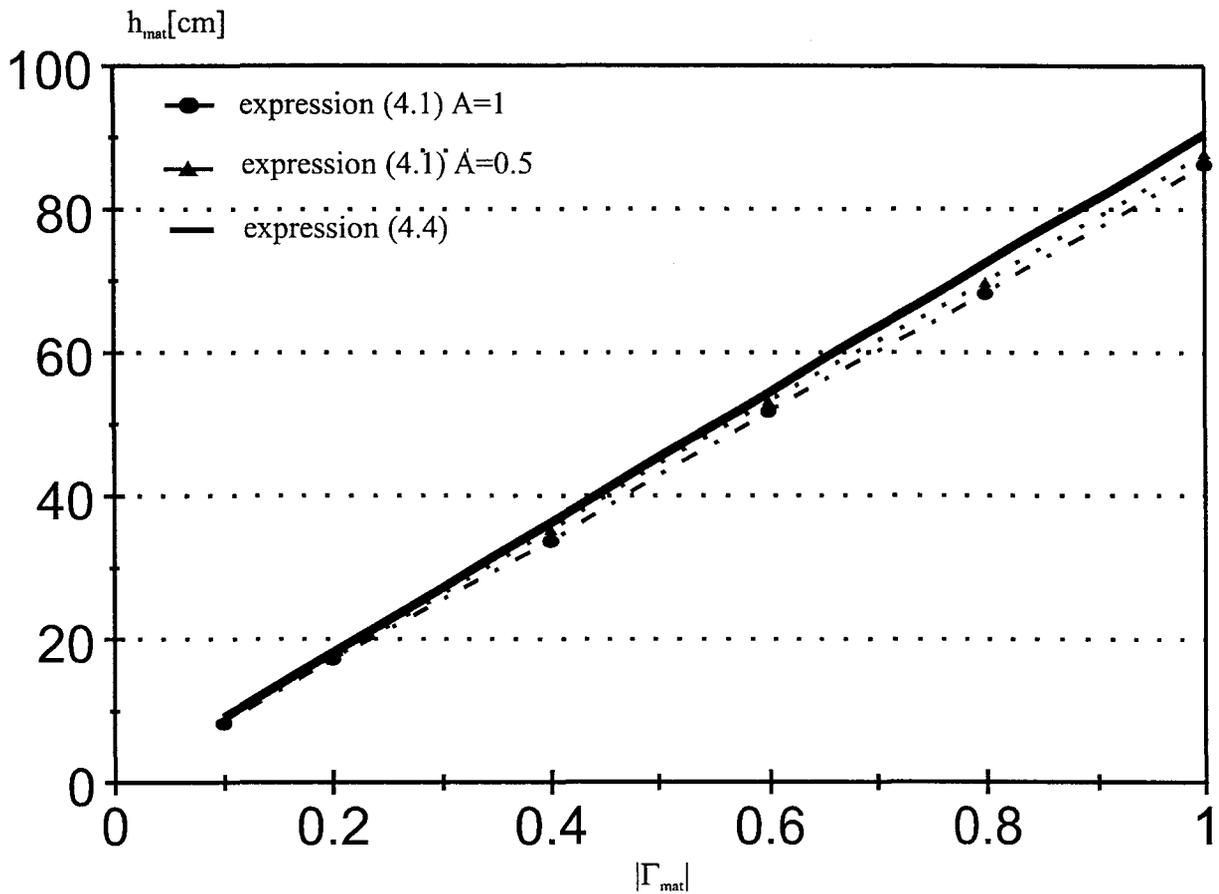


Figure 4.1 : Influence de σ' (A) sur le calcul de la position (h_{min}) du matériau pour laquelle le signal $|\Gamma|$ est nul en fonction de $|\Gamma_{mat}|$

f=10 GHz		
$ \Gamma_{mat} $	avec l'expression (4.1)	avec l'expression (4.4)
	σ' (A=0,5)	
	h_{mat} [cm]	h_{mat} [cm]
0,1	8,3	9,04
0,2	17,2	18,1
0,4	35,2	36,2
0,6	51,7	54,3
0,8	69,7	72,4
1	87,8	90,5

Tableau 4.1 : comparaison des h_{mat} calculés ($|\Gamma_0|=0.05, G=38$)

L'expression devient alors:

$$\Gamma = \Gamma_0 + \frac{\beta'}{h} \Gamma_r e^{-2jkh} \quad (4.2)$$

avec

$$\beta' = \frac{\lambda G}{8\pi} (1 - |\Gamma_0|^2)$$

Le signal recueilli par le détecteur quadratique s'écrit :

$$S(h) = B \left\{ |\Gamma_0|^2 + \frac{\beta'^2 |\Gamma_{\text{mat}}|^2}{h^2} + \frac{2|\Gamma_0| |\Gamma_{\text{mat}}| \beta'}{h} \cos(2kh + \phi_0 - \phi_{\text{mat}}) \right\} \quad (4.3)$$

où B est une constante qui tient compte de la puissance émise et de la sensibilité de détecteur.

pour que S(h) soit minimum, il faut $\cos(2kh + \phi_0 - \phi_{\text{mat}}) = -1$

Dans ce cas

$$|\Gamma_{\text{mat}}| = h_{\text{mat}} \frac{|\Gamma_0| \times 8\pi}{(1 - |\Gamma_0|^2) \times \lambda G} \quad (4.4)$$

qui montre directement que lorsque l'on passe d'un miroir parfait $|\Gamma_{\text{métal}}|=1$, pour lequel le zéro de S(h) est obtenu pour $h_{\text{métal}}$, à un matériau de coefficient de réflexion (en module) $|\Gamma_{\text{mat}}|$, le nouveau zéro de S(h) est obtenu pour la distance :

$$h_{\text{mat}} = h_{\text{métal}} |\Gamma_{\text{mat}}| \quad (4.5)$$

$$h_{\text{métal}} \cong \frac{(1 - |\Gamma_0|^2) G \lambda}{|\Gamma_0| 8\pi}$$

d'où la possibilité de déduire $|\Gamma_{\text{mat}}|$, des mesures de distances $h_{\text{métal}}$ et h_{mat} .

Nous calculons et simulons la position du matériau pour laquelle le signal est nul, la [fig 4.1] présente la comparaison des résultats obtenus à partir des expressions (4.1) et (4.3), à $f=10$ GHz et $|\Gamma_0|=0,05$ et pour un gain d'antenne $G=15,8$ dB.

Nous confirmons que quelle que soit la valeur de σ' (re-rayonnement) représentée ici par la valeur de la constante A, la variation de h_{mat} fonction de $|\Gamma_{\text{mat}}|$ reste linéaire, nous traçons les droites correspondant à $A=0,5$ et $A=1$.

Seule la pente de ces droites dépend légèrement de la constante A.

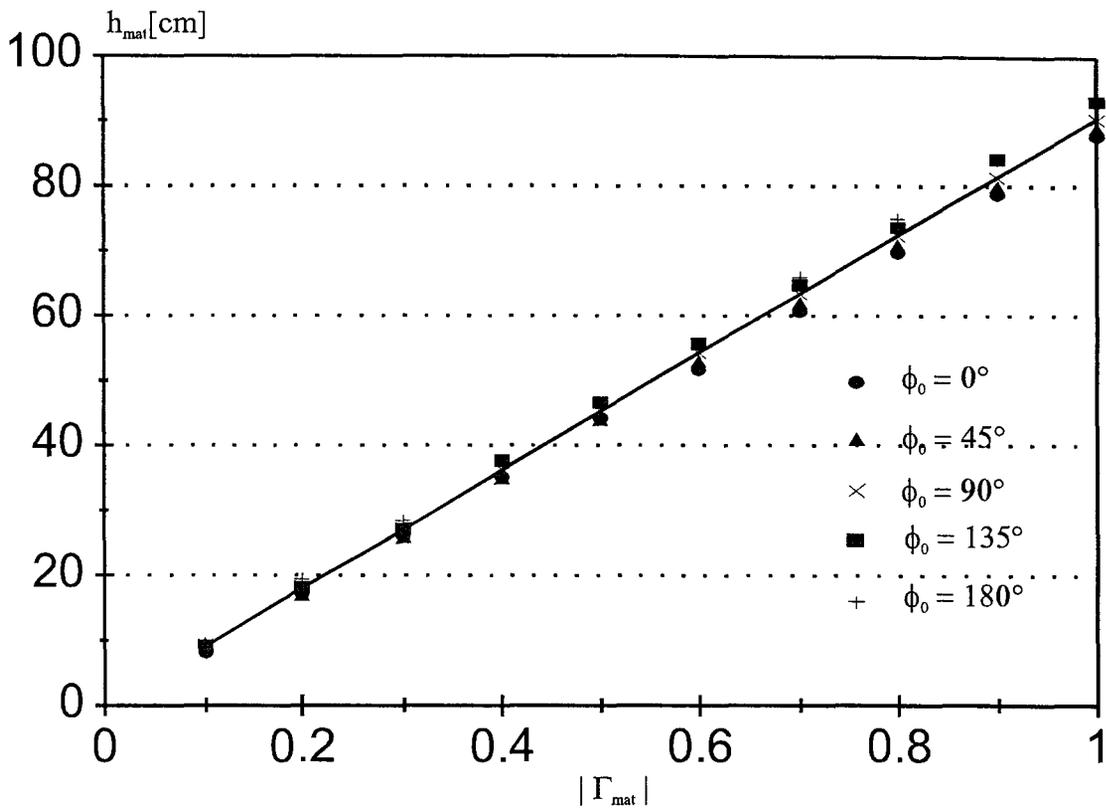


Figure 4.2 : simulation et détermination des h_{mat} en fonction de $|\Gamma_{mat}|$ et de la phase ϕ_0
 $|\Gamma_0| = 0.05$ $f = 10$ GHz

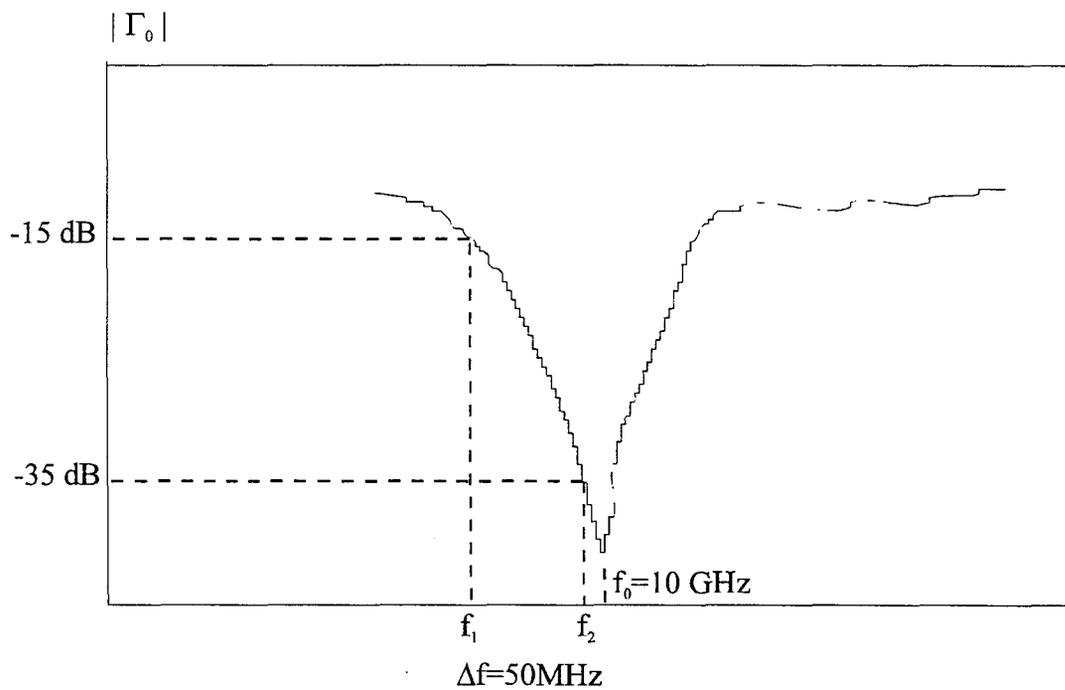


Figure 4.3 : Antenne présentant une variation brutale de désadaptation fonction de la fréquence

Le **tableau 4.1** rapporte les valeurs respectives de h_{mat} calculées à partir des relations (4.1) et (4.3), la constante A étant prise égale à 0,5.

La détermination de la pente de la droite $h_{\text{mat}}(|\Gamma_{\text{mat}}|)$ peut s'effectuer par un étalonnage au préalable de notre système à l'aide de matériaux de coefficients de réflexion connus.

Cependant, notre méthode de détermination du coefficient de réflexion à distance, est une méthode scalaire, nous n'avons pas pris en compte les phases ϕ_0 et ϕ_{mat} de Γ_0 et Γ_{mat} .

La situation la plus défavorable est : $\phi_0 - \phi_{\text{mat}} = \pi$. L'erreur maximale commise sur la recherche du minimum est $\frac{\lambda}{2}$ [fig 4.2].

Le système nécessite une disposition en incidence normale de l'antenne par rapport au matériau mesuré. En outre, il faut qu'à la distance pour laquelle le zéro de signal apparaît, on puisse négliger les effets de bord.

Le fait de déplacer le matériau à caractériser pour la recherche du minimum est une contrainte en vue d'une application industrielle.

Remplacer le déplacement mécanique, par une excursion de fréquence Δf serait une solution alternative; nous avons simulé dans le **tableau 4.2** la variation de h_{mat} pour $|\Gamma_0| = 0,115$ à une fréquence $f = 9,25$ GHz.

fréquence [GHz]	$ \Gamma_0 $	$ \Gamma_{\text{mat}} $	h_{mat} [cm]
9,25	0,115	1	41,36
9,25	0,115	0,5	20,28
4,6	0,115	0,5	40,76
9,25	0,057	0,5	41,3

Tableau 4.2

Le passage de $|\Gamma_{\text{mat}}| = 1$ à $|\Gamma_{\text{mat}}| = 0,5$ à $|\Gamma_0|$ constant impose une variation de fréquence $\Delta f = 4,65$ GHz, (h_{mat} restant sensiblement constant), mais une variation aussi grande de la fréquence peut modifier le coefficient de réflexion $|\Gamma_{\text{mat}}|$, dans le cas de matériau dispersif.

Ainsi, pour mesurer $|\Gamma_{\text{mat}}|$ à h constant, il est préférable de faire varier le coefficient de désadaptation $|\Gamma_0|$ de l'antenne qui peut présenter une variation rapide en fonction de la fréquence [fig4.3]. L'excursion autour de la fréquence centrale $f_0 = 10$ GHz étant faible, nous pouvons considérer que le coefficient de réflexion du matériau sous test reste constant.

4.3 Réalisation de surfaces planes réfléchissantes

4.3.1 Choix des matériaux

La vérification expérimentale de cette propriété passe par la réalisation de surfaces planes présentant un coefficient de réflexion en incidence normale, dont les modules doivent couvrir la gamme la plus étendue entre 0,1 et 1. Comme dans le cas des chapitres précédents, la surface du réflecteur doit être supérieure à 1m^2 . Une plaque métallique donne un coefficient $|\Gamma_{\text{métal}}|$ égal à un.

Un bac rempli d'eau douce présente également un coefficient de réflexion élevé.

A 10 GHz et à 20°C , Ulaby [5] donne $\epsilon_r=61,7 - j32,3$, d'où $|\Gamma_{\text{eau}}|=0,785$, en incidence normale.

Les coefficients de réflexion plus faibles sont assez difficiles à réaliser.

Ils doivent présenter des pertes suffisantes, sinon l'épaisseur du matériau risque d'être prohibitive, le premier dioptré air-liquide devant participer seul au signal $S(h)$. Les liquides polaires [6], suffisamment dissipatifs, sont par exemple :

- le chloroforme : $\epsilon_r=4.59-j1.49$ (à 10 GHz et $T=20^\circ\text{C}$)
- le chlorobenzène : $\epsilon_r=4.72-j0.0088$

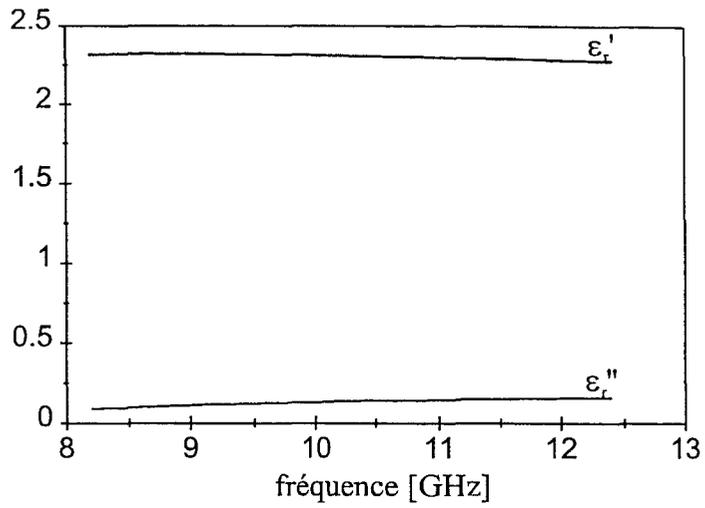
Un mélange dioxane-eau permet d'obtenir la permittivité désirée proportionnelle au pourcentage de dioxane présent dans le mélange. Mais ces produits sont toxiques et coûteux. D'autres liquides dissipatifs et assez courants, comme les alcools, sont hygroscopiques. Ainsi, leur permittivité devrait être mesurée à chaque essai.

Les quantités importantes de liquide à utiliser ne facilitant pas notre étude nous nous tournons vers l'utilisation de matériaux solides afin de réaliser des coefficients de réflexion plus faibles que ceux présentés par l'eau.

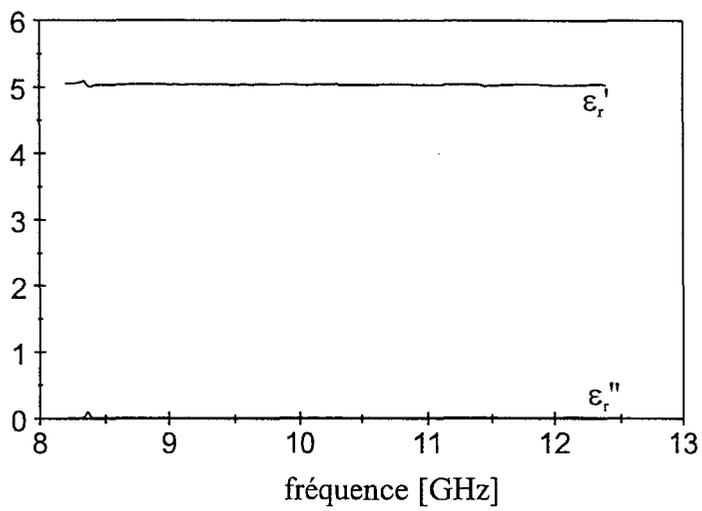
Cependant leur permittivité doit être connue, ils doivent présenter une certaine homogénéité.

Notre choix s'est porté sur le bois et le mica.

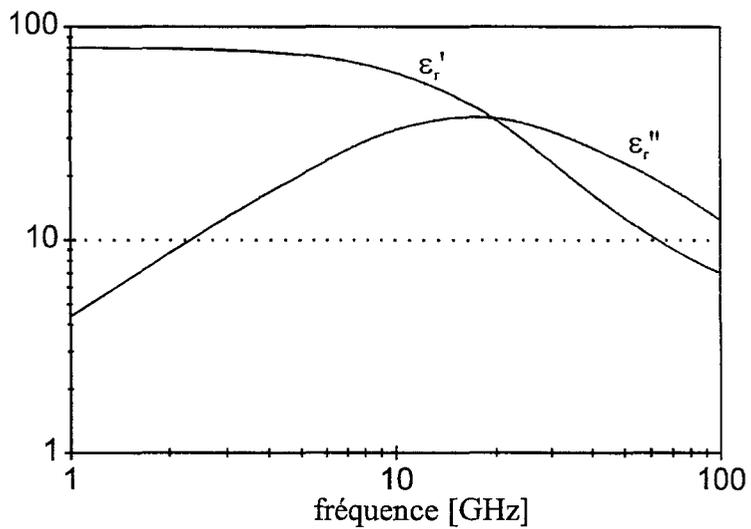
Nous avons choisi de prendre un panneau de bois aggloméré, ainsi nous pouvons considérer que les particules de bois compressées et collées sont disposées de manière homogène et aléatoire. Le coefficient de réflexion $|\Gamma_{\text{bois}}|$ présenté par le panneau reste insensible à la polarisation de l'onde (ce qui n'est pas le cas pour les bois nobles à fibres, ou présentant des noeuds).



(a)



(b)



(c)

Figure 4.4 : Détermination des permittivités ϵ_r' et ϵ_r''

(a) : bois

(b) : mica

(c) : eau pure à $T=20^\circ\text{C}$

Le mica distribué par la société Cogebi, est fabriqué exclusivement à partir de paillettes de mica muscovite ou phlogopite; les feuilles sont imprégnées de résine puis agglomérées pour former un stratifié qui comporte 90% de mica et 10% de liant.

Cogebi annonce une permittivité relative $\epsilon_r=6,5$ à $f=50$ Hz, et $T=20^\circ\text{C}$. La variation de la permittivité fonction de la fréquence n'est pas donnée par le constructeur.

4.3.2 Détermination de la constante diélectrique

Afin de connaître avec précision, la constante diélectrique ϵ_r de nos matériaux, nous nous proposons de la mesurer grâce à une méthode développée au sein du laboratoire par A.H Boughriet [7].

L'échantillon est placé dans un guide d'onde rectangulaire standard. A partir des paramètres S_{11} et S_{21} , mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux, on déduit la permittivité complexe de l'échantillon.

Cette méthode de détermination de la permittivité est basée sur la simplification des équations de Nicolson-Ross-Weir [8]. Elle permet de corriger les instabilités aux fréquences pour lesquelles la longueur d'onde est un multiple de la demi-longueur d'onde guidée dans le matériau.

L'évolution en fonction de la fréquence de ϵ' et ϵ'' du bois et du mica est représentée [fig 4.4]. L'épaisseur des échantillons est de 10 mm ou 19 mm, on obtient :

- pour le bois : $\epsilon_r=2.31-j0.134$ (à $f=10$ GHz)
- pour le mica : $\epsilon_r=5.04-j0.016$

Quant à l'eau pure, l'évolution de sa constante diélectrique aux fréquences hertziennes est donnée par l'équation de Debye:

$$\epsilon_\omega = \epsilon_{\omega_\infty} + \frac{\epsilon_{\omega_0} - \epsilon_{\omega_\infty}}{1 + j2\pi f\tau_\omega} \quad (4.6)$$

avec

ϵ_{ω_0} = constante diélectrique statique

ϵ_{ω_∞} = 4,9 = limite de ϵ_ω

τ_ω = temps de relaxation

A partir de l'équation (4.6), nous obtenons les expressions de ϵ' et ϵ'' :

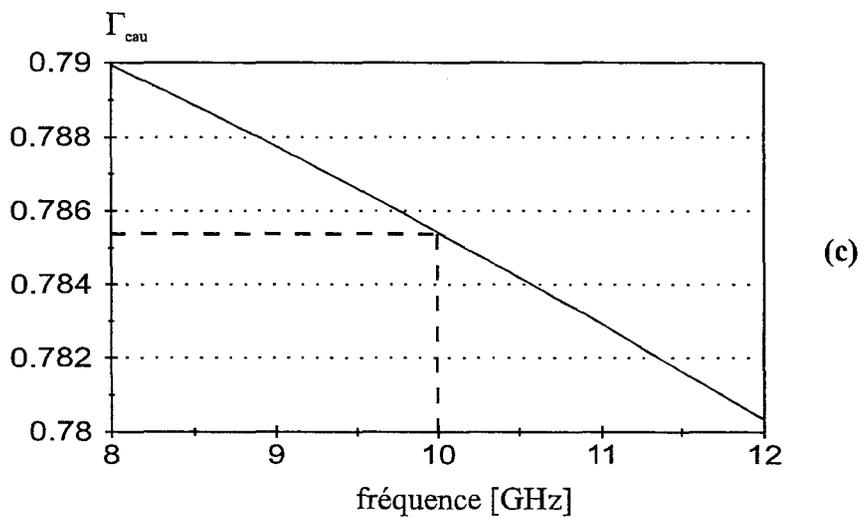
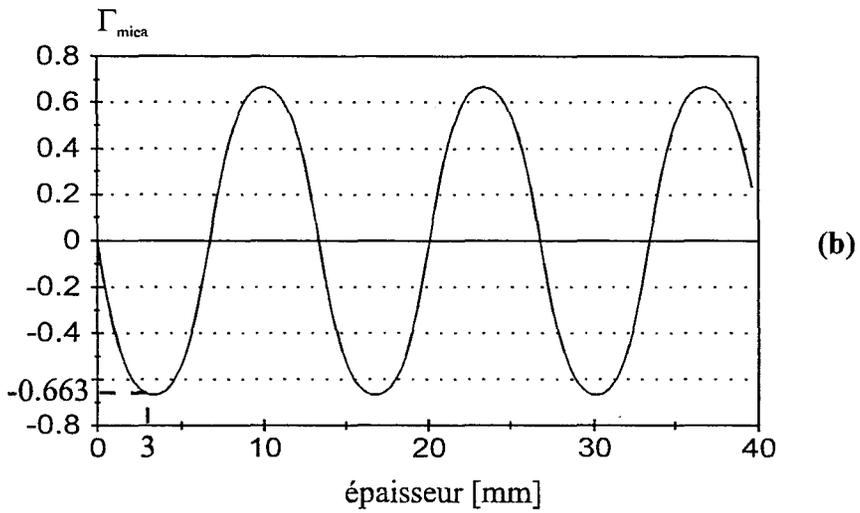
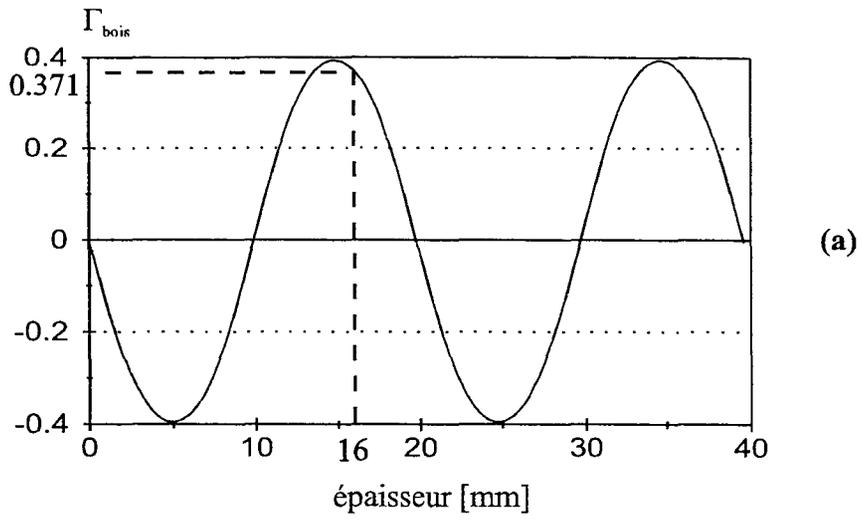


Figure 4.5 : Calcul du coefficient de réflexion Γ_{mat} à $f=10$ GHz

(a) : bois

(b) : mica

(c) : eau pure $T=20^\circ\text{C}$

$$\varepsilon' = \varepsilon_{\omega_{\infty}} + \frac{\varepsilon_{\omega_0} - \varepsilon_{\omega_{\infty}}}{1 + (2\pi f \tau_{\omega})^2} \quad (4.7)$$

$$\varepsilon'' = \frac{2\pi f \tau_{\omega} (\varepsilon_{\omega_0} - \varepsilon_{\omega_{\infty}})}{1 + (2\pi f \tau_{\omega})^2} \quad (4.8)$$

Le temps de relaxation est donné par:

$$2\pi\tau_{\omega} (T) = 1,1109 \times 10^{-10} - 3,824 \times 10^{-12} T + 6,938 \times 10^{-14} T^2 - 5,096 \times 10^{-16} T^3$$

La constante statique ε_{ω_0} dépend aussi de la température T (en °C)

$$\varepsilon_{\omega_0} (T) = 88,045 - 0,4147T + 6,295 \times 10^{-4} T^2 + 1,075 \times 10^{-5} T^3$$

4.3.3 Calcul du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion Γ_d d'un dioptré entre l'air et un matériau de constante diélectrique ε_r est donné par :

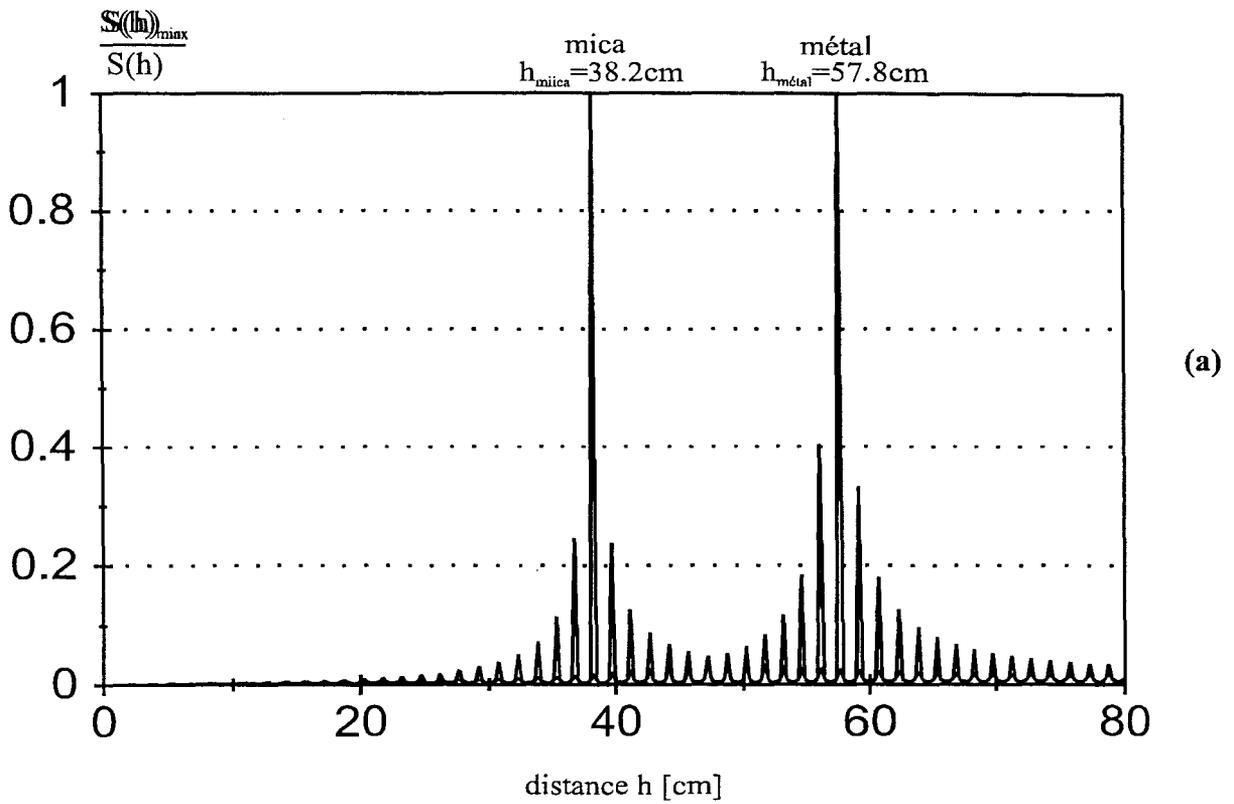
$$\Gamma_d = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_r}}{1 + \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.9)$$

Compte tenu des pertes importantes de l'eau (atténuation TEM $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \text{Im}\{\sqrt{\varepsilon_r}\}$ # 3 neper/cm) un bac présentant une profondeur d'une dizaine de centimètres, nous assure d'une contribution au signal S(h) limitée à la réflexion due au premier dioptré air-eau.

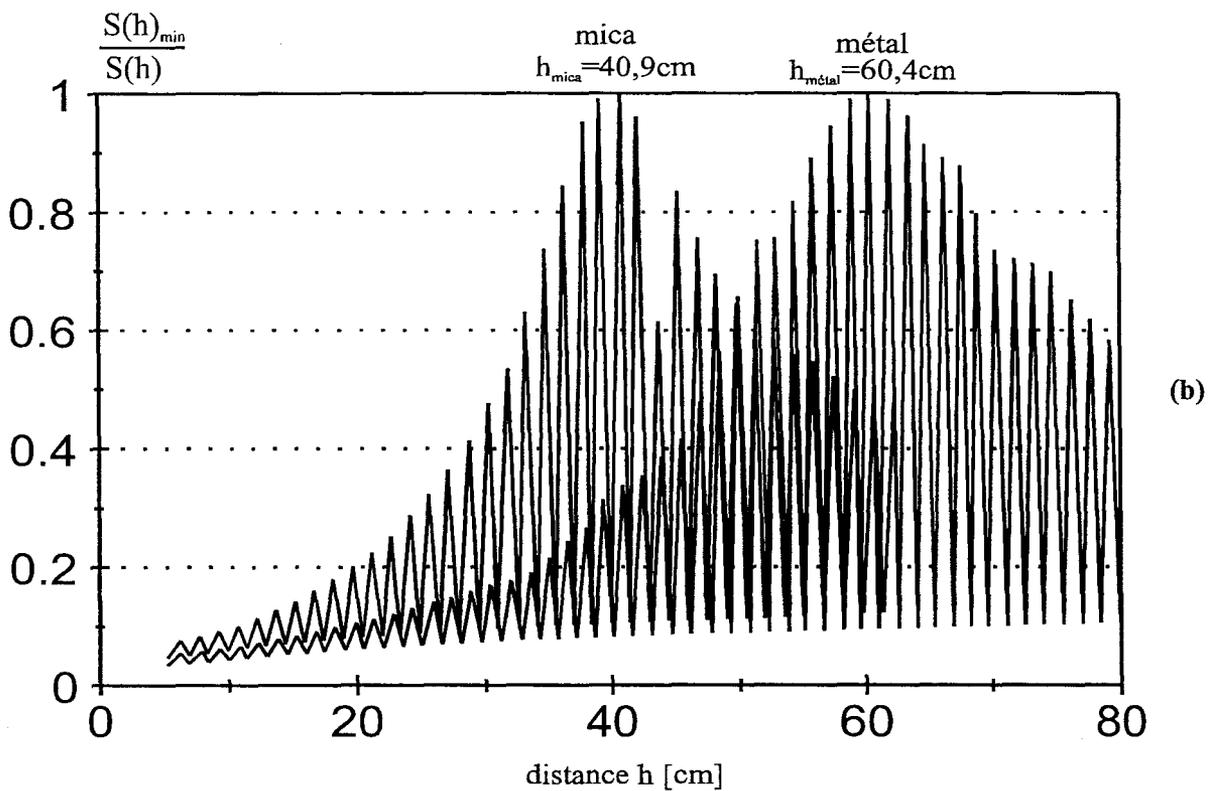
Pour calculer le coefficient de réflexion $|\Gamma_{\text{mat}}|$ de nos matériaux qui se présentent sous forme de panneaux réflecteurs, nous utilisons les formules de Fresnel [9] et considérons que notre réflecteur se comporte comme une lame plane de diélectrique à faces parallèles, d'épaisseur d.

La combinaison des rayons réfléchis et transmis sur chacune des faces de séparation diélectrique-air donne le coefficient de réflexion du matériau qui s'exprime par:

$$|\Gamma_{\text{mat}}| = \frac{2r \sin \phi}{\sqrt{(1-r^2)^2 + 4r^2 \sin^2 \phi}} \quad (4.10)$$



(a)



(b)

Figure 4.6 : déplacement du "pic" en fonction du matériau présenté devant l'antenne pour $|\Gamma_0| = 0.0742$, $f = 9.95 \text{ GHz}$, $G = 38$

(a) : simulation

(b) : relevé expérimental

avec

$$r = \frac{1 - N_{\perp,II}}{1 + N_{\perp,II}} \quad \text{et} \quad \phi = \frac{2\pi d}{\lambda_0} n \quad (4.11)$$

N étant l'indice équivalent de la lame pour la polarisation considérée.

λ_0 , la longueur d'onde dans l'air.

n , l'indice du diélectrique = $\sqrt{\epsilon_r}$ (ϵ_r = permittivité relative du matériau)

Dans notre cas, l'incidence est normale, $N_{\perp} = N_{\parallel} = n = \sqrt{\epsilon_r}$. Les valeurs calculées des coefficients de réflexion sont données [fig4.5].

4.4 Vérifications expérimentales

4.4.1 Variation du coefficient de réflexion $|\Gamma_{\text{mat}}|$

La relation (4.4) a été vérifiée à l'aide du dispositif expérimental décrit au chapitre précédent. Sur les courbes, nous avons choisi de représenter $\frac{S(h)_{\text{min}}}{S(h)}$ fonction de la distance h , ou $S(h)_{\text{min}}$ est le minimum du signal $S(h)$, c'est à dire celui relevé pour $h=h_{\text{mat}}$.

Les figures [fig4.6(a-b)] montrent des diagrammes $\frac{S(h)_{\text{min}}}{S(h)}$ pour une surface métallique ($|\Gamma_{\text{métal}}|=1$) et pour un panneau de mica ($|\Gamma_{\text{mica}}|=0.66$).

Ces figures nous montrent bien le glissement du signal d'interférence en fonction de $|\Gamma_{\text{mat}}|$. La précision sur h_{mat} est limitée par l'observation du maximum de l'enveloppe de $\frac{1}{S(h)}$: la distance entre deux maxima successifs est d'une demi longueur d'onde, dans notre cas, 1.5cm.

La valeur singulière de h_{mat} qui annule l'enveloppe du signal d'interférence expérimentale se détache nettement moins que celle de l'enveloppe simulée dans les mêmes conditions. Ceci est dû à une sensibilité moyenne de la diode de détection utilisée, notamment à détecter un zéro de signal.

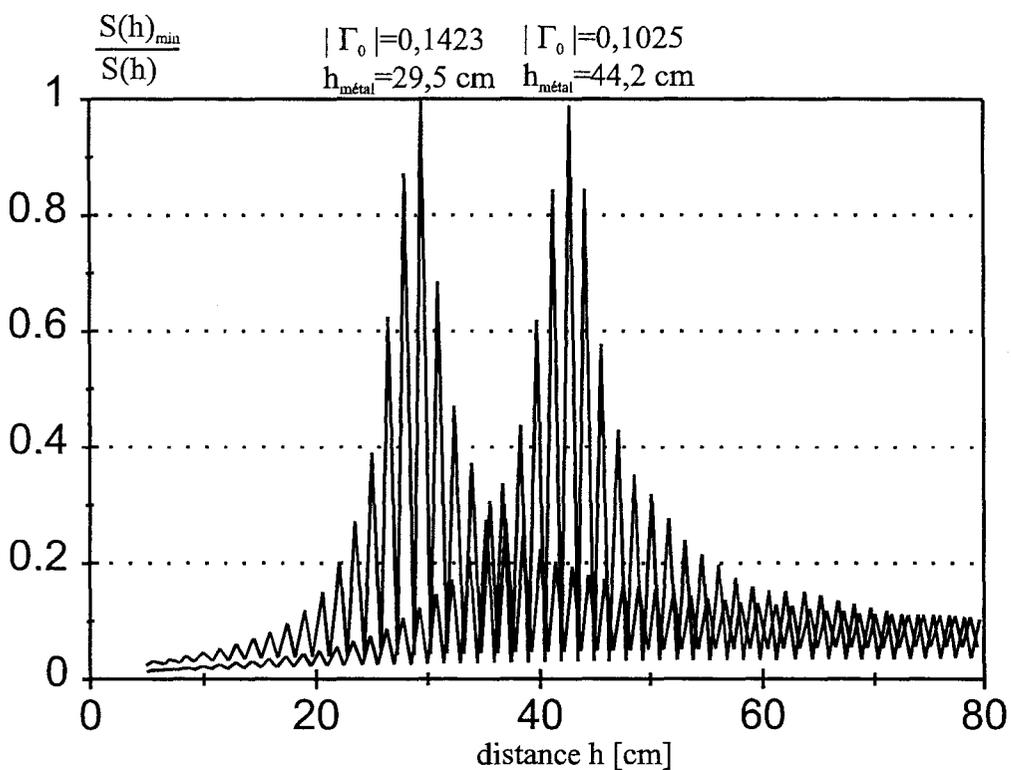
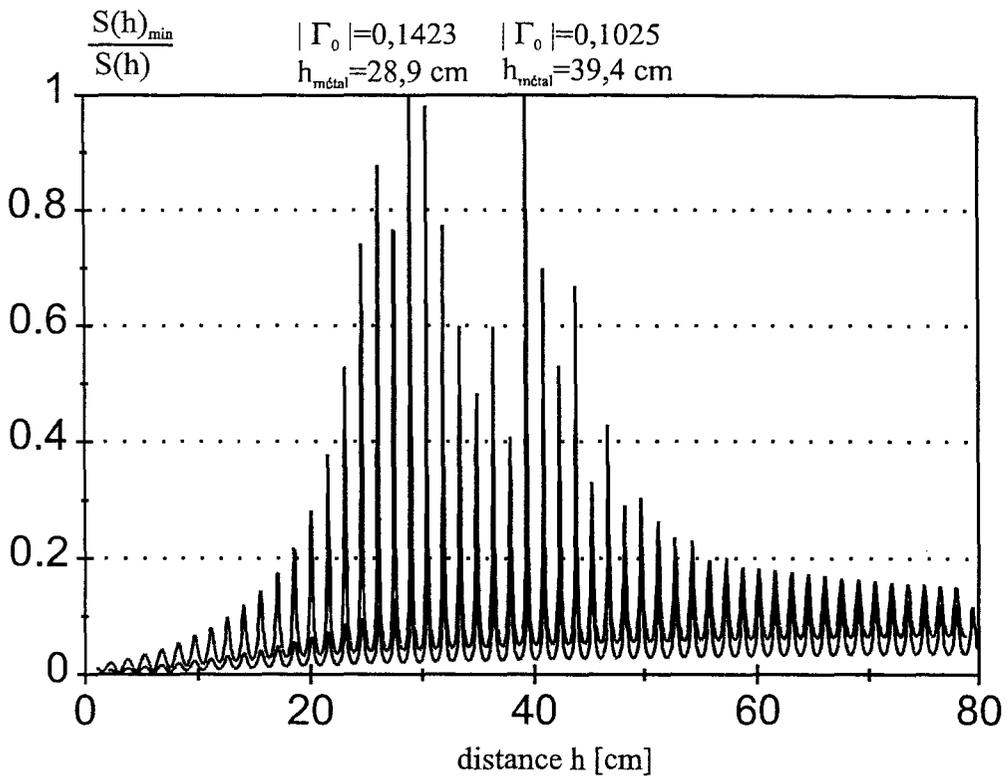


Figure 4.7 : D\u00e9placement du pic en fonction de $|\Gamma_0|$ pour un r\u00e9flecteur m\u00e9tallique
(a) : simulation $f=9.9 \text{ GHz}$, $G=38$
(b) : relev\u00e9 exp\u00e9rimental

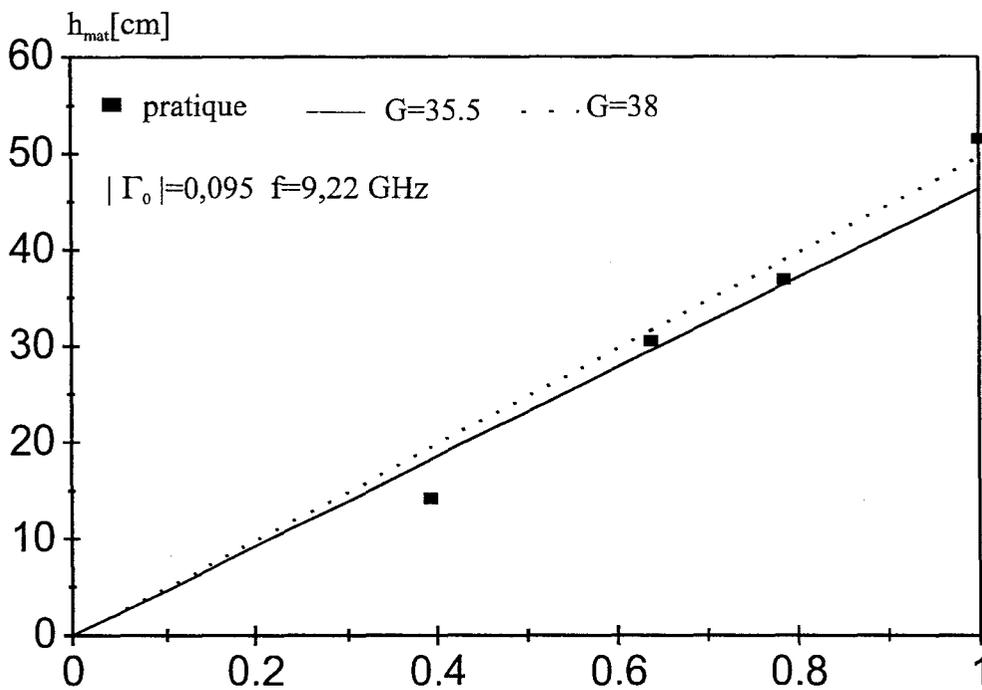
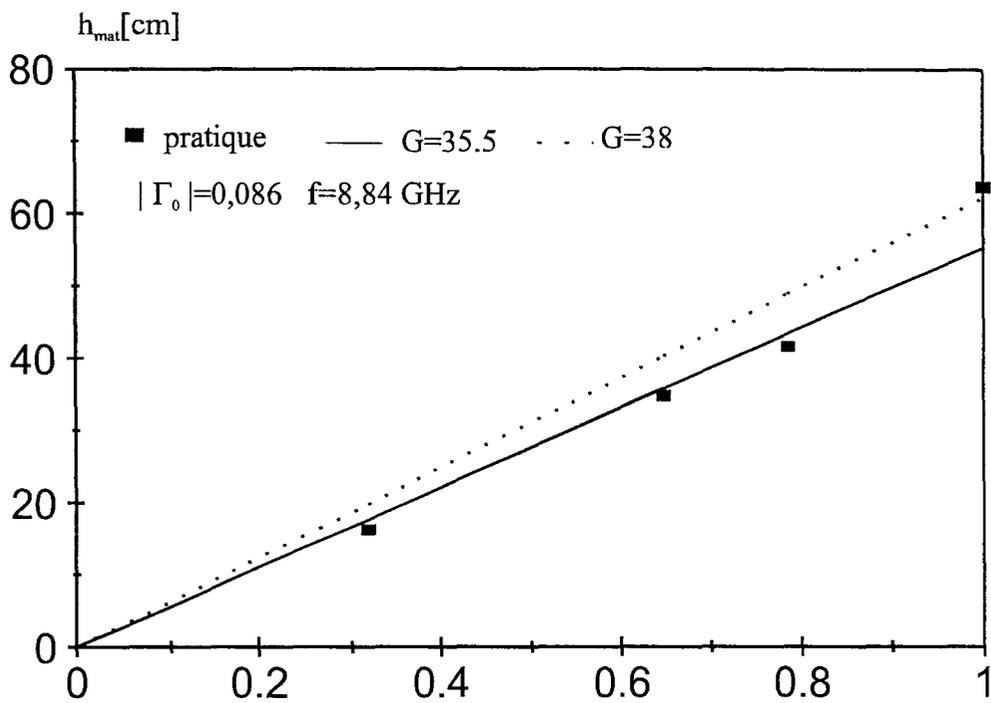


Figure 4.8 : mesure avec le circulateur

4.4.2 Variation de la désadaptation $|\Gamma_0|$

Nous avons aussi examiné l'influence de la quantité $|\Gamma_0|$ sur le diagramme du type présenté [fig 4.6].

Sur la [fig 4.7(a)] tandis que $|\Gamma_0|$ passe de 0,1025 à 0,1423, le pic se déplace de 44,2cm à 29,5cm, et ceci pour le même réflecteur métallique.

Lorsque la désadaptation augmente, il faut rapprocher le réflecteur de l'antenne, ainsi le signal réfléchi est plus important et peut annuler le signal parasite du à $|\Gamma_0|$.

Notons que pour reconstruire l'enveloppe avec précision [fig 4.7(a)], il faut prendre un pas de calcul très petit pour h (0,01cm). Nous rencontrons alors des difficultés pour représenter les deux courbes. En fait, nous avons pris un pas de calcul un peu plus grand (0,05cm), ce qui explique les irrégularités de l'enveloppe.

Dans le cas de la [fig 4.7(b)], les relevés ont été effectués à chaque h pour laquelle l'enveloppe présente un minimum ou un maximum de signal (c'est à dire tous les $\frac{\lambda}{4}$), ce qui permet de reconstruire complètement l'enveloppe du signal $\frac{1}{S(h)}$.

Le **tableau 4.3** rassemble les résultats expérimentaux et théoriques pour les différents matériaux mesurés et ceci pour une fréquence de 9.22 GHz pour laquelle $|\Gamma_0|=0.095$.

matériau	h_{mat} pratique	h_{mat} simulée	$ \Gamma_{mat} $ (G=38)	$ \Gamma_{mat} $ (G=35.5)	$ \Gamma_{mat} $ théorique
métal	51.6 cm	49.7 cm	1.04	1.11	1
eau	37 cm	38.9 cm	0.744	0.796	0.787
mica	30.6 cm	31.7 cm	0.615	0.658	0.653
bois	14.3 cm	19.5 cm	0.287	0.307	0.315

tableau 4.3 :détermination des coefficients des matériaux sous test

Remarquons que le fait de trouver une valeur de $|\Gamma_{mat}|$ supérieure à un correspond à la marge d'erreur du procédé.

La [fig 4.8] montre que la connaissance avec précision du gain de l'antenne utilisée est nécessaire pour une détermination précise du coefficient de réflexion.

4.4.3 Remplacement du circulateur par un coupleur

L'utilisation d'un coupleur 3dB/90° dans notre système de mesure est une solution aux difficultés d'intégration du circulateur, le dispositif est alors celui présenté [fig 4.9].

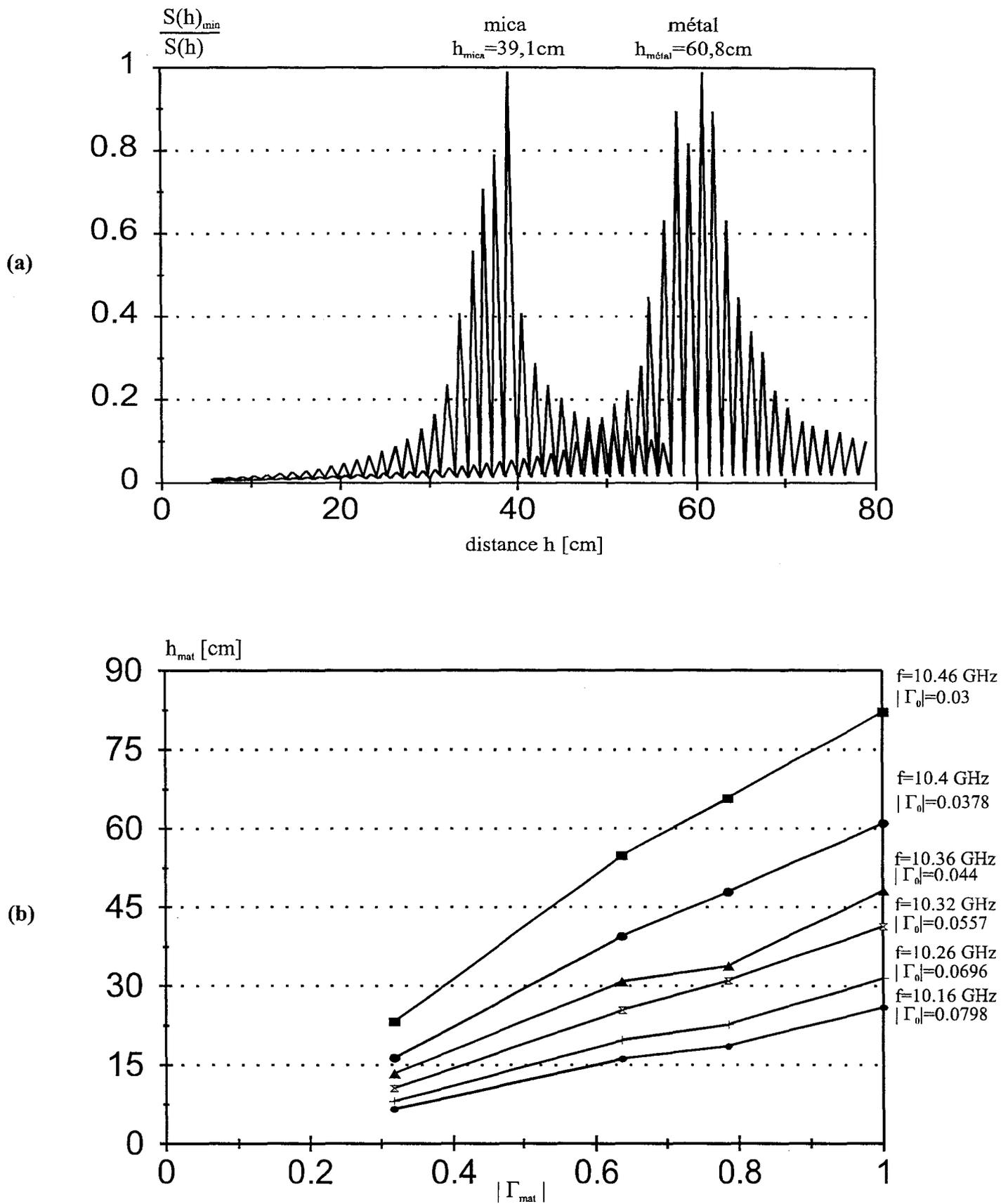


Figure 4.10 : Détermination des h_{mat} avec un coupleur

(a): signaux interférométriques

(b): détermination des h_{mat}

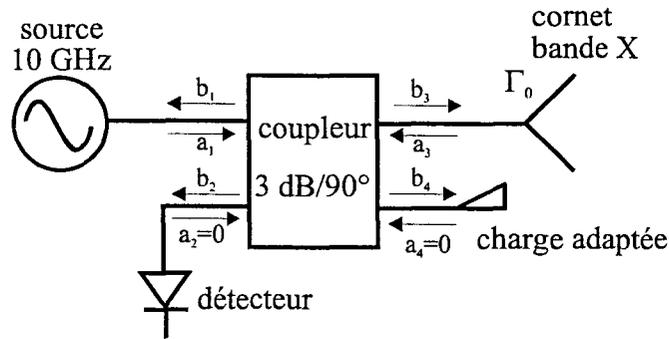


Figure 4.9 : dispositif avec coupleur

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{23}a_3$$

$$a_3 = \Gamma_0 b_3 = \Gamma_0 S_{31}a_1$$

Si on effectue le bilan à vide, c'est à dire en l'absence de matériau sous test, on montre que le signal parasite relevé est proportionnel à $\frac{\Gamma_0}{2}$ dans le cas d'un système parfait.

La mesure de $\Gamma_{0,mesuré}$ relevé à l'analyseur de réseaux et la détermination expérimentale des h_{mat} relatif aux quatre matériaux sous test, conduisent aux différents $|\Gamma_{mat}|$.

La simulation du signal d'interférence $S(h)$ est obtenue à partir de l'expression (4.2).

La [fig 4.10] donne des exemples de résultats expérimentaux.

Le **tableau 4.4** confronte théorie et expérimentation.

		G=37.5, f=10.32 GHz, $ \Gamma_0 =0.557$			G=37.5, f=10.36 GHz, $ \Gamma_0 =0.044$		
matériau	$ \Gamma_{mat} $ théorique	h_{mat} simulée	h_{mat} pratique	$ \Gamma_{mat} $ pratique	h_{mat} simulée	h_{mat} pratique	$ \Gamma_{mat} $ pratique
métal	1	41.4 cm	41.4 cm	1.07	48.8 cm	48.3 cm	1
eau	0.785	31.25	31.1 cm	0.812	38.3 cm	33.9 cm	0.702
mica	0.653	25.4	25.4 cm	0.66	31.13 cm	30.9 cm	0.64
bois	0.315	12.4	10.6 cm	0.275	15.2 cm	13.4 cm	0.277

tableau 4.4 : confrontation théorie-expérimentation

En dernier lieu, nous avons remplacé le cornet par une antenne patch identique à celle présentée dans le chapitre 2. Alors que pour un cornet, le champ proche correspond à des distances inférieures à 30cm, on le trouve ici à moins d'une dizaine de centimètres.

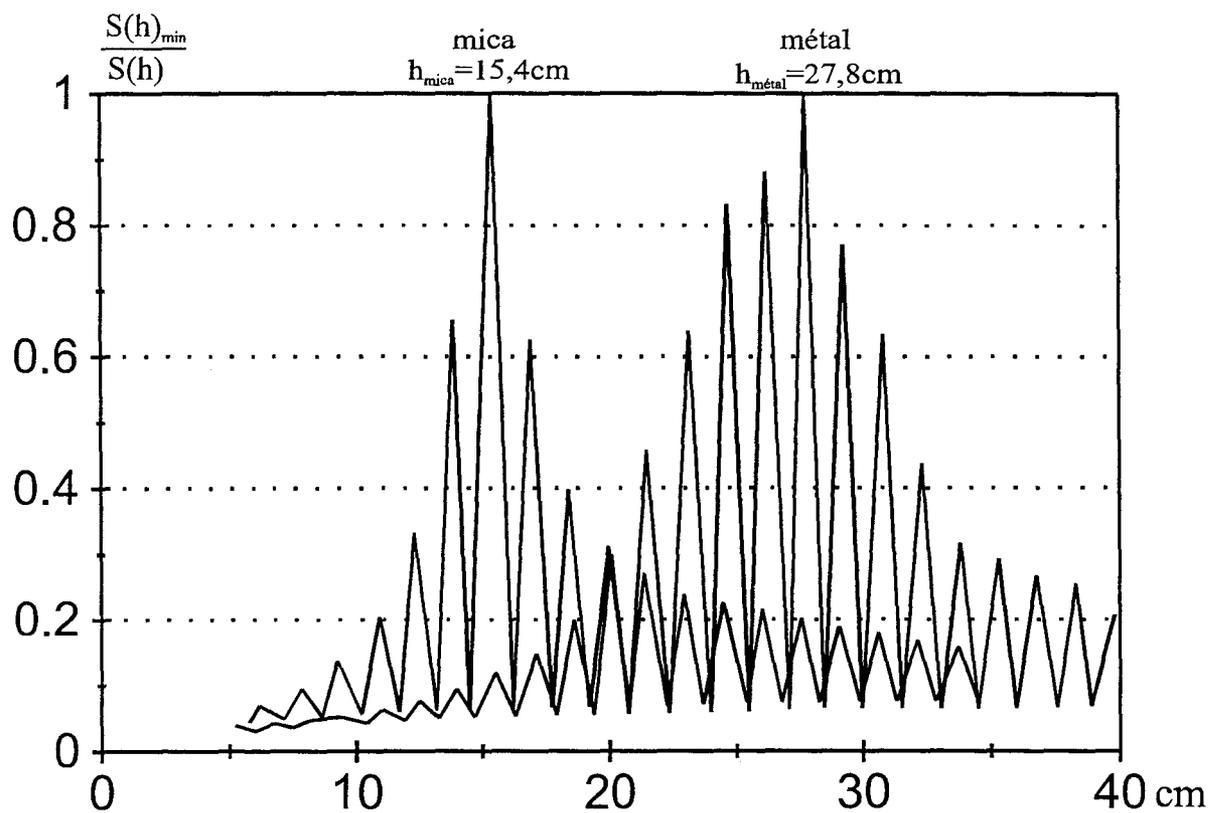


Figure 4.11 : relevé du signal d'interférence à l'aide d'une antenne patch
 $f=9.7\text{ GHz}$, $G=3.5$

L'utilisation d'une antenne patch permet ainsi de rapprocher le matériau sous test et donc diminue par conséquent la surface sous investigation nécessaire pour négliger les effets de bord. La [fig 4.11] donne un exemple de résultat expérimental avec le mica et le métal.

4.5 Conclusion

Cette nouvelle détermination du module du coefficient de réflexion d'une surface plane en incidence normale est tout à fait simple, intéressante et originale.

Dans le cas que nous présentons, il est nécessaire que l'antenne ait un coefficient de réflexion, dont le module va conditionner les distances $h_{\text{métal}}$ et h_{mat} .

La calibration du système est réalisée simplement en déplaçant un plan métallique face à l'antenne et en repérant la distance $h_{\text{métal}}$ pour laquelle le signal résultant est le plus faible.

Cette méthode scalaire de détermination d'un coefficient de réflexion présente actuellement une précision meilleure que 10%. Elle possède l'avantage d'être sans contact et ne nécessite pas l'utilisation d'un analyseur de réseaux.

Nous avons montré que le dispositif de mesure utilisé pouvait être faible coût et facile à mettre en œuvre (utilisation d'une antenne patch et d'un coupleur).

Cette méthode pourrait être utilisée par exemple pour le contrôle ou le tri d'objets (taille, nature...).

Bibliographie chapitre 4

- [1] : **A. BENLARBI-DELAÏ, JP COVILLERS and Y. LEROY**
Free space scalar measurement of microwave reflection coefficients
Electronics Letters 15 february 1996, vol 32, N°4, pp359-360
- [2] : **JP.COVILLERS, A. BENLARBI-DELAÏ, D.GLAY, T.LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
Détermination à distance du coefficient de réflexion d'un matériau par interférométrie microonde
Journées Nationales Microonde 21-23 mai 1997, Saint-Malo, pp434-435
- [3] : **A.S.ZAV'YALOV and O.N. KUBRAK**
Methods of measuring the reflection coefficient modulus in free space
Radio Engineering Measurements (translated from Izmeritel'naya Tekhnika N°7 july 1992) pp 856-861
- [4(a)] : **M.G SERBAN, D.D SANDU, F.B MANOLACHE, O. RUSU**
A free space method for the measurement of the complex permittivity in the microwave range
OHD Biennial Colloquium Digest, vol 13, Zaragoza 1995 pp204-207
- [4(b)] : **W.VAN LOOCK, J. SAMYN**
X-band device for testing the shielding of composite materials
EMC, 7th International Zurich Symposium and technical exhibition on electromagnetic compatibility, 3-5 March 1987
- [5] : **F.T. ULABY, R.K. MOORE, A.K. FUNG**
Microwave remote sensing
Vol 3 From theory to application pp 2018-2028
- [6] : **F. BUCKLEY, A. MARYOTT**
Tables of dielectric dispersion
Data for pure liquids and dilute solutions
- [7] : **A.H BOUGHRIET, C. LEGRAND and A. CHAPOTON**
Non iterative stable transmission/reflexion method for low loss material complex permittivity determination
I.E.E.E. M.T.T. Janvier 1997, vol 45 n°1 pp52-57

[8] : A.M. NICHOLSON, G. ROSS

Measurement of intrinsic properties of materials by time domain techniques
I.E.E.E Trans. Instr. Meas., vol 19, nov 1970 pp377-382

[9] : L. THOUREL

Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques
Tome I : Circuits passifs pp 379-398

CHAPITRE 5

TELEMETRIE SATELLITAIRE, NOUVEAU PROCEDE DE POSITIONNEMENT

Chapitre 5

Télémétrie satellitaire, nouveau procédé de positionnement

5.1 Introduction

L'interférométrie microonde permet de définir des procédés de positionnement, notamment pour des surfaces de l'ordre de quelques mètres carrés.

Ces procédés peuvent sembler redondants vis à vis du G.P.S (Global Positioning System); il n'en est rien car la précision du G.P.S en version civile est de l'ordre de 150 mètres, ou de quelques mètres pour le G.P.S différentiel (D.G.P.S) alors que celle des systèmes que nous décrivons ici est comprise entre quelques millimètres et quelques décimètres.

Nous commençons par énoncer brièvement le principe du G.P.S, mais aussi ses principales performances concernant notamment la précision sur le positionnement.

Un rappel sur la "télémétrie cellulaire" aboutit à la présentation de notre méthode de localisation que nous avons dénommée : "télémétrie satellitaire"; le terme satellitaire qualifiant le fait que les récepteurs se situent maintenant au dessus de la zone sous investigation.

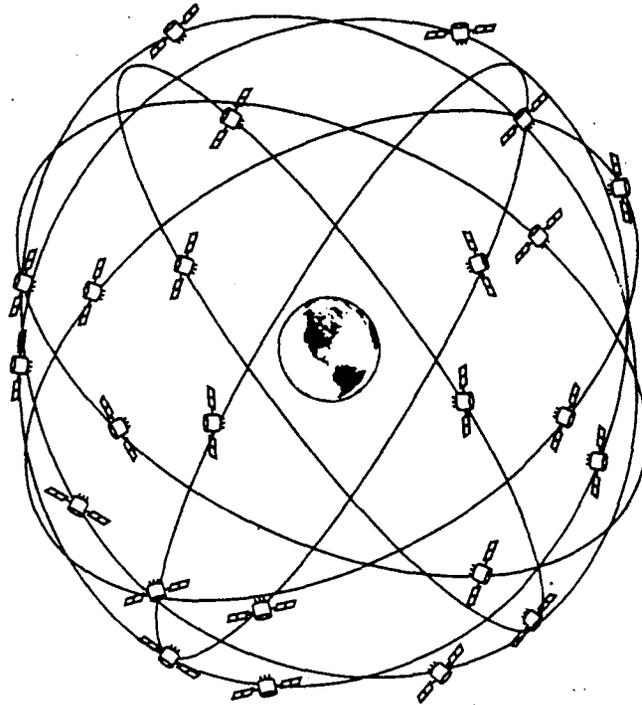


Figure 5.1 : Constellation des satellites G.P.S

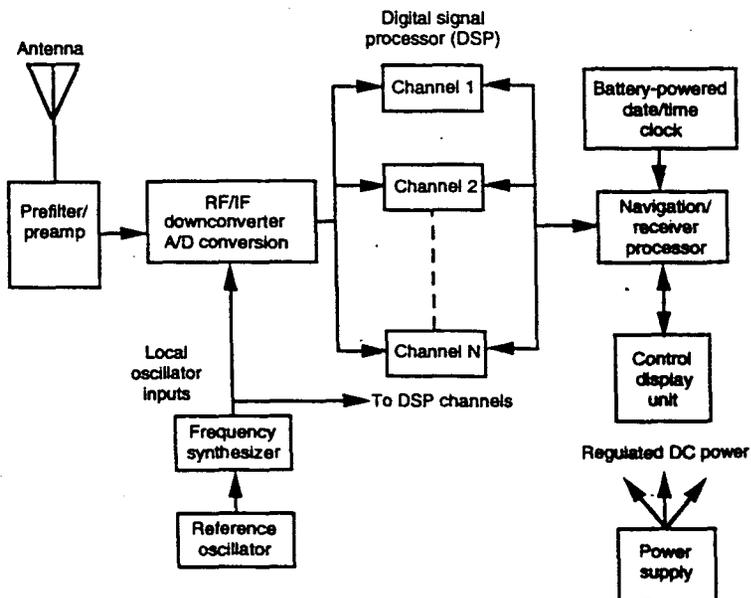


Figure 5.2 : Exemple d'architecture d'un récepteur S.P.S

Après la seconde guerre mondiale, de nombreux systèmes d'aide à la navigation ont été développés; le DECCA, le LORAN C [1] sont des systèmes hyperboliques, basés sur la mesure des temps de propagation ou de déphasage de deux ou plusieurs signaux de faible fréquence (100 kHz), synchronisés et issus de stations émettrices au sol.

A partir de cette mesure, l'utilisateur détermine sa position qui est donnée par l'intersection de deux "hyperboles iso-différence temps de propagation". Nous appelons "hyperbole iso-différence temps de propagation ou isophase", respectivement le lieu géométrique sur lequel le temps de propagation ou la différence de phase reste constant.

DECCA et LORAN C, bien qu'encore utilisés aujourd'hui, ne se développent quasiment plus, car dans les années 70, un système beaucoup plus performant, le G.P.S., présentant une couverture mondiale et une précision accrue, a été progressivement mis en service.

5.2 Description du G.P.S

Le système de radio-positionnement G.P.S (Global Positioning System) est un système de localisation par satellite à couverture mondiale. Développé depuis 1973 par le département de la défense américain, le G.P.S. permet de déterminer un positionnement quadridimensionnel.

Il trouve ses applications dans des domaines aussi variés que la navigation, le contrôle de trafic au sol, la défense et la cartographie.

Le G.P.S [2] comporte trois segments :

- le segment espace
- le segment contrôle
- le segment utilisateur

Le segment "espace" [fig5.1] est constitué de 24 satellites disposés régulièrement sur 6 plans orbitaux à raison de 4 satellites par orbite à une altitude de 20185 km (orbite haute réputée très stable), chaque satellite a un angle de vue de 28° sur la sphère terrestre.

Cette constellation est telle qu'en tout point du globe, quelle que soit l'heure on dispose de 6 à 10 satellites en vue. La période orbitale nominale de chaque satellite est de 11h58mn.

Le segment "contrôle" au sol, comprend cinq stations moniteur, trois émetteurs de télécommande et une station de contrôle centrale, qui permettent de vérifier la disponibilité, la précision (fluctuation de la position sur l'orbite) et de synchroniser le segment espace.

On distingue deux types d'utilisateurs:

- les utilisateurs militaires ou assimilés
- les utilisateurs civils

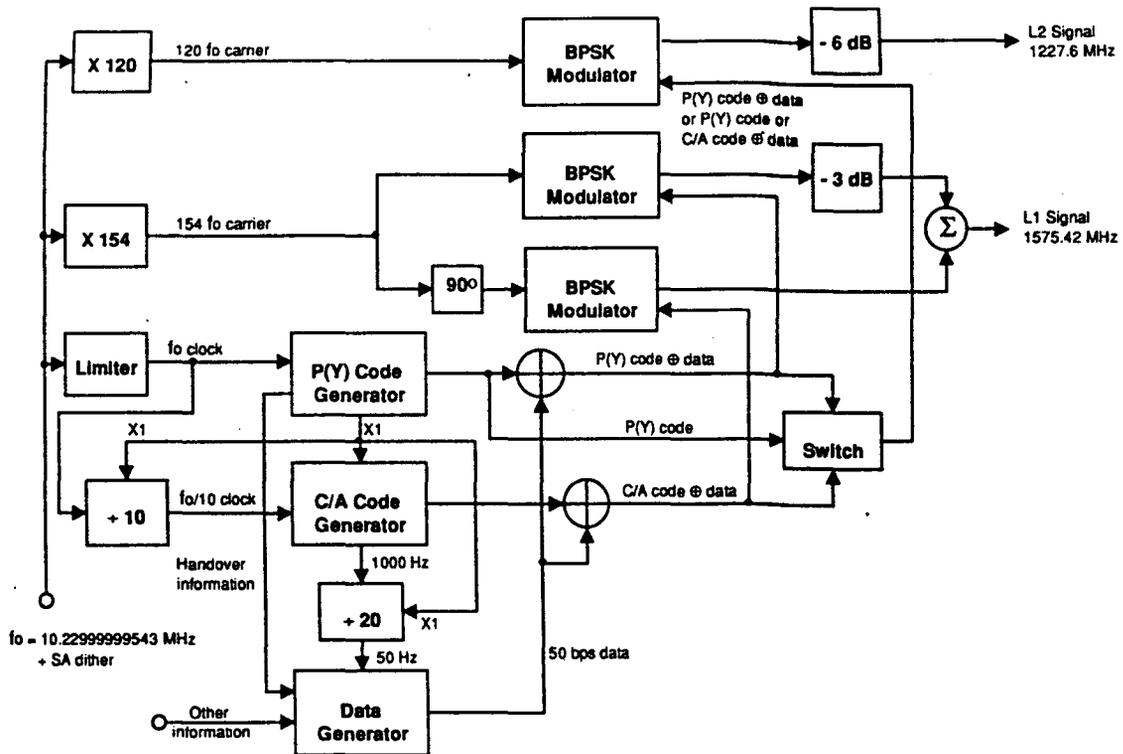


Figure 5.3 : Chaîne d'émission sur le satellite

Aujourd'hui la gamme des récepteurs G.P.S présents sur le marché est très étendue [3], plus d'une cinquantaine de fabricants pour 200 références différentes de récepteur, leur taille et leur prix ont chuté au cours de ces dernières années, permettant des utilisations "grand public", tandis que leurs performances, dépendant de l'application visée, ne cessent de s'accroître.

La [fig5.2] détaille l'architecture d'un récepteur G.P.S.

Les récepteurs utilisent des filières technologiques AsGa ou BiCMOS pour la tête radio-fréquence, HCMOS ou CMOS intégrés en ASIC VLSI pour le traitement du signal. L'antenne de réception est omnidirectionnelle, et à polarisation circulaire. Ses faibles dimensions (30x30mm) lui permettent de nombreuses applications embarquées.

5.2.1 Signaux émis

Chaque satellite G.P.S émet un signal dans la bande L centré sur deux fréquences $L_1=1575,42$ MHz et $L_2=1227,6$ MHz [fig 5.3]. L'émission est en spectre étalé, réalisé par modulation biphase des porteuses L_1 et L_2 avec des codes pseudo-aléatoires (P.R.N, pseudo-random noise) représentatifs de chaque satellite, ainsi un récepteur peut parfaitement sélectionner un satellite donné et verrouiller une boucle de réception sur ce signal, en répliquant le code PRN émis par le satellite [4].

Ce principe de modulation par étalement de spectre permet des puissances d'émission très faibles, de l'ordre de 22W pour le signal L_1 . Le niveau des signaux reçus se situe autour de -140 dBm.

Chaque satellite émet un code "grossier" (C/A) de 1023 bits à 1,023 Mbits/s et un code dix fois plus fin pour améliorer la précision. Le système d'accès est de type C.D.M.A (Code Division Multiple Access). Ce dernier code est crypté, sa séquence a une durée de sept jours et son décryptage n'est accessible qu'aux utilisateurs autorisés. C'est le système P.P.S : Precise Positioning System.

Le système russe GLONASS (GLObal NAVigation Satellite System), est similaire au G.P.S.. Cependant chaque satellite émet sur des fréquences différentes L_1 comprise entre 1602 et 1616 MHz et L_2 comprise entre 1246 et 1257 MHz. Ce procédé d'émission est dénommé F.D.M.A, (Frequency Division Multiple Access), L_1 et L_2 vérifiant l'expression (5.1):

$$f = \left(178 + \frac{K}{16}\right) \times Z \quad (\text{en MHz}) \quad (5.1)$$

$K=0$ à 12 (jusqu'en 1998)

$Z=9$ pour L_1 et 7 pour L_2

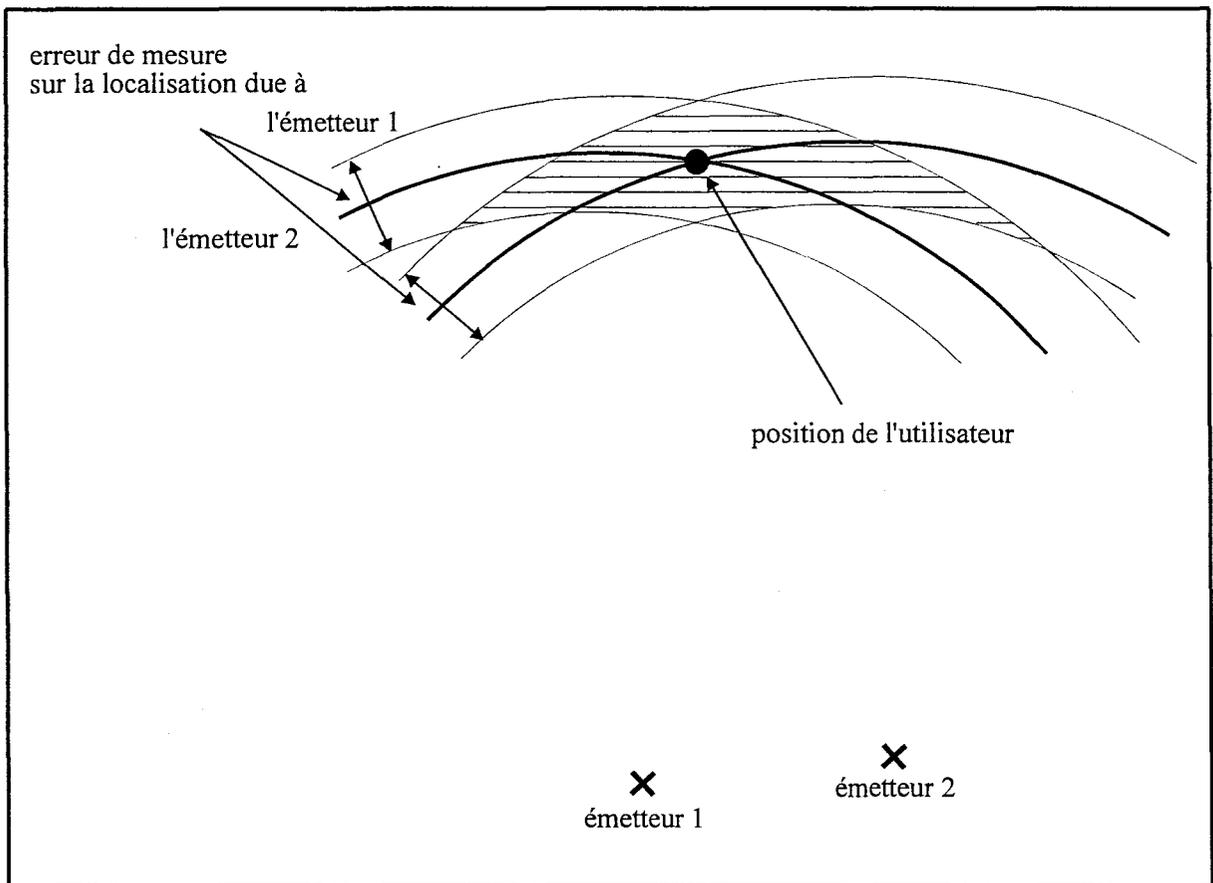
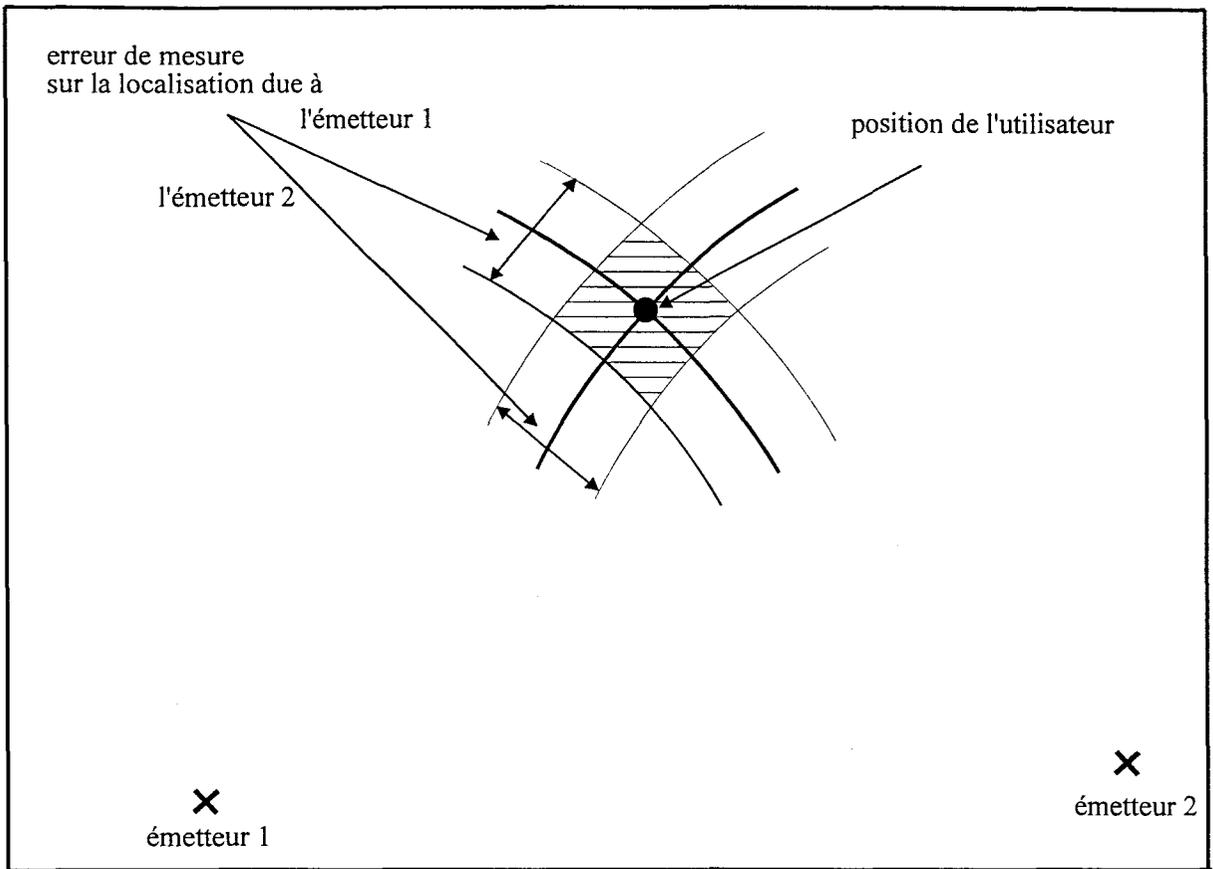


Figure 5.4 : Dilution de la précision (D.O.P)

(a) : faible D.O.P

(b) : forte D.O.P

GLONASS fournit aussi deux niveaux de service : militaire et civil. La précision sur la localisation est sensiblement identique au G.P.S.

Actuellement, des recherches sont en cours, pour mettre en commun et à profit les performances respectives du GLONASS et du G.P.S.

5.2.2 Précision

Les performances présentées dans le **tableau 5.1** sont variables non seulement en fonction de l'accès au service S.P.S (Standard Positioning System) ou P.P.S, mais aussi en fonction du type de récepteur, monofréquence L_1 ou bifréquence L_1 et L_2 .

	erreur	
	service S.P.S	service P.P.S
position horizontale	100 m	22 m
position verticale	156 m	27 m
vitesse sol	1 m/s	0.2 m/s
temps	500 ns	100 ns

Tableau 5.1

5.2.2.1 Notion de dilution de précision (D.O.P= Dilution Of Precision)

Le concept de dilution de précision vient du fait que l'erreur commise sur la position, résultant de l'erreur de mesure, dépend en particulier de la position relative des satellites et de l'utilisateur.

Ce concept est illustré par la [fig 5.4]. Dans le premier cas, l'angle sous lequel le récepteur voit les deux émetteurs est voisin de 90° ; les intersections des iso-différences temps d'arrivée du signal sont quasiment à angle droit. Dans la deuxième situation, l'angle précité est faible; l'erreur commise est alors beaucoup plus grande.

Ce concept de D.O.P, est une notion que nous retrouverons dans la détermination de la précision du système que nous nous proposons d'étudier. Nous verrons dans l'énoncé de son principe, quels sont les paramètres qui influencent sa D.O.P.

5.2.2.2 Amélioration de la précision : le D.G.P.S

Beaucoup d'applications civiles, tels que la navigation aérienne, nécessitent une précision meilleure que la centaine de mètres. Un avion en phase d'atterrissage a besoin de connaître sa position avec une erreur maximale d'un mètre. La précision obtenue avec le

Le système G.P.S (S.P.S) n'est alors plus suffisante, c'est pourquoi de nouveaux systèmes sont apparus, notamment le Differential G.P.S.

Dans le D.G.P.S, l'utilisateur interroge à la fois la constellation de satellites mais aussi une station monitrice au sol dont la position est connue avec précision. En combinant les deux informations, l'erreur typique sur la position est alors comprise entre 1 et 3 mètres.

Cependant ce type de localisation n'est possible que dans un rayon de 100 km autour de la station D.G.P.S. [5]. Lorsque la distance augmente, on constate une dégradation de la précision, due aux différences de temps de propagation du signal entre respectivement satellite-station et satellite-utilisateur, provoquées par une couche ionosphérique dissemblable.

Le W.A.D.G.P.S (Wide Area Differential G.P.S) [6] dont la mise en service est prévue fin 1997, permettra d'augmenter la zone de couverture (équivalente à la surface de l'Amérique du Nord) avec une précision identique au D.G.P.S.

La correction apportée n'est plus scalaire, mais basée sur un vecteur d'erreur issu de six stations moniteur et d'une station de contrôle uniformément réparties à la périphérie du territoire nord-américain.

Pour la télémétrie cellulaire et la télémétrie satellitaire, procédés sur lesquels nous avons travaillé, les fréquences utilisées sont différentes, les distances sont beaucoup plus courtes, de quelques mètres à quelques dizaines de mètres. La précision sur la localisation s'en trouve accrue. Les rôles respectifs des antennes émettrice et réceptrices sont inversés, l'émetteur étant disposé sur l'objet à localiser.

5.3 Rappels sur la télémétrie cellulaire [7],[8],[9]

5.3.1 Télémétrie cellulaire binaire (T.C.B)

5.3.1.1 Principe

Un plan contient une antenne située en A_0 rayonnant une onde monochromatique, et une paire d'antennes réceptrices A_1 et A_2 connectées à un corrélateur complexe. Nous considérons être dans des conditions d'application du mode rayon.

Les signaux reçus par A_1 et A_2 peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} e_1(t) &= E_1 \angle 0^\circ \\ e_2(t) &= E_2 \angle \phi \end{aligned}$$

Nous savons que les courbes, pour lesquelles la différence de phase ϕ est constante correspondent à des hyperboles de foyers A_1 et A_2 , de la forme :

$$\frac{x - x_0}{a_k^2} - \frac{y^2}{b_k^2} = 1 \quad (5.2)$$

avec x, y les coordonnées de la source A_0

x_0 = position du centre du 'baseline'.

$a_k = k \frac{\lambda}{4}$, k est une constante qui définit l'ordre de la frange de l'hyperbole.

$$b_k = \sqrt{D^2 - a_k^2}$$

$2D = \overline{A_1 A_2}$ est le "baseline" de l'interféromètre.

A l'aide du corrélateur complexe, nous obtenons les parties réelle S_r et imaginaire S_i du produit de corrélation de $e_1(t)$ par $e_2(t)$:

$$\begin{aligned} S_r &= E_1 E_2 \cos(\phi) = I \\ S_i &= E_1 E_2 \sin(\phi) = Q \end{aligned} \quad (5.3)$$

Nous pouvons considérer que la détermination de S_r et de S_i est instantanée. Tout comme au chapitre 1, nous pouvons définir, deux quantités (bits) a et b qui rendent compte du changement de signe des signaux I et Q :

$$\begin{aligned} a &= 0 \text{ si } Q < 0 \text{ et } a = 1 \text{ si } Q \geq 0 \\ b &= 0 \text{ si } I < 0 \text{ et } b = 1 \text{ si } I \geq 0 \end{aligned}$$

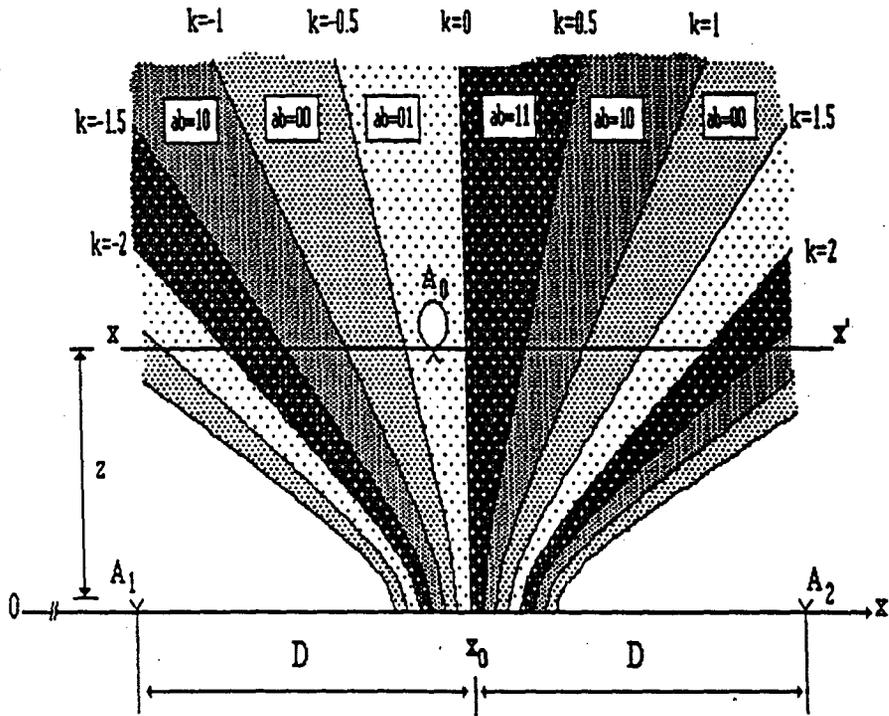


Figure 5.5 : Basculement du nombre binaire ab lors du déplacement de la source A_0

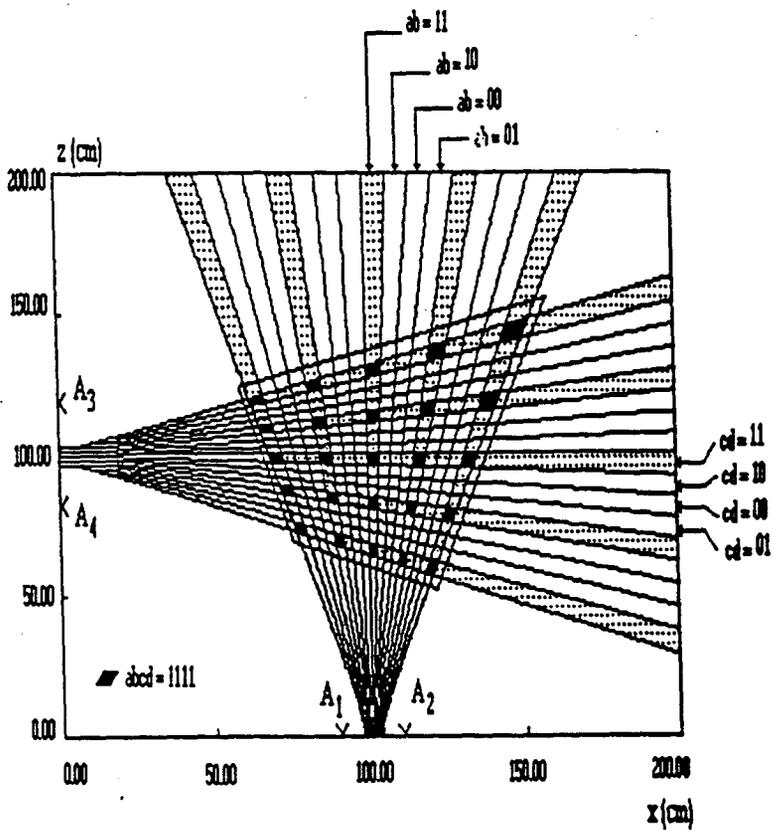


Figure 5.6 : Principe télémétrie cellulaire

Le nombre binaire ab indique alors que la source A_0 est localisée dans une portion de surface délimitée par deux branches d'hyperbole différant de $\Delta k = \frac{1}{2}$.

Ainsi, il s'avère possible de suivre le déplacement de A_0 sur une trajectoire connue lorsque celle-ci est perpendiculaire aux lobes principaux des antennes de réception A_1 et A_2 [fig 5.5].

A ce stade, le procédé a une faible résolution si la source se déplace selon une direction voisine de l'axe de visée des antennes réceptrices. Dans le but de positionner un émetteur dans le plan, une seconde paire d'antennes A_3 et A_4 , située sur l'axe Oz et symétrique de la première par rapport à la première bissectrice est utilisée [fig 5.6].

Dans ce qui suit, nous affectons un indice x et un indice z à toutes les grandeurs qui se rapportent respectivement à l'axe Ox (aux antennes A_1 et A_2) et à l'axe Oz (aux antennes A_3 et A_4). On appelle S_{ix} et S_{rx} , S_{iz} et S_{rz} les signaux associés respectivement aux antennes A_1 , A_2 et A_3 , A_4 . Ainsi ab et cd rendent compte des signes respectifs de S_{ix} et S_{rx} , S_{iz} et S_{rz} .

A chaque cellule correspond donc un mot binaire $abcd$, l'évolution de $abcd$ nous donne à chaque instant des informations sur le déplacement de A_0 , c'est pourquoi nous l'avons dénommée "télémétrie cellulaire binaire"(T.C.B).

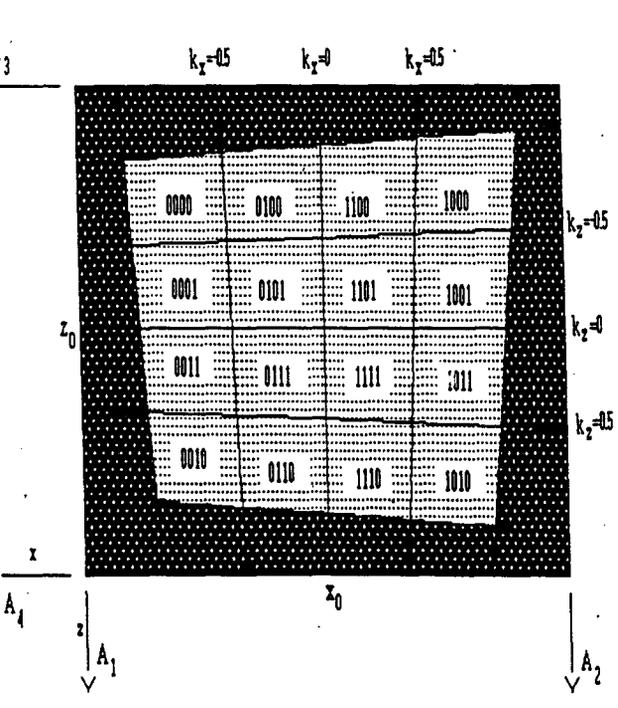
Cependant une ambiguïté limite la connaissance de la position de A_0 . A titre d'exemple, nous donnons les cellules codées par $abcd=1111$, cellules figurant en noir sur la [fig 5.6], la surface exploitée comporte 16 motifs élémentaires contenant chacun 16 cellules codées.

En fait, ce système de localisation fonctionne à condition de connaître la position initiale de A_0 . Si la source se déplace ensuite on peut par application de cette méthode, déterminer sa position à chaque instant, cellule par cellule.

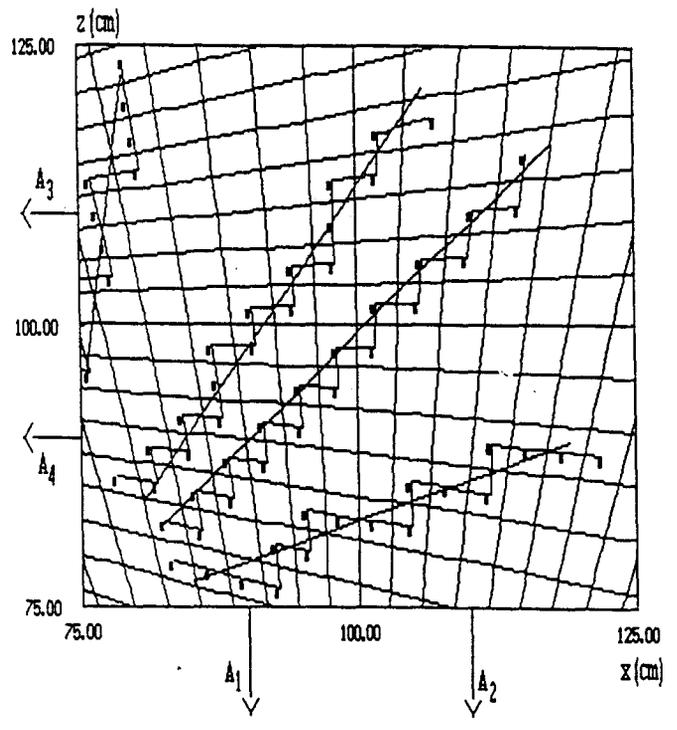
5.3.1.2 Notion de surface sous investigation :

Le principe mentionné ci-dessus ne fonctionne que dans une surface bien déterminée qui dépend de plusieurs paramètres :

- le baseline 2D qui conditionne le nombre de franges existant dans un espace donné, et par conséquent la taille des cellules.
- la fréquence, car les familles des hyperboles d'égale différence de phase dépendent de $\frac{D}{\lambda}$, $\frac{x_0}{\lambda}$.
- le rapport signal sur bruit $\frac{S}{B}$.
- les diagrammes de rayonnement des antennes (ouverture des antennes réceptrices, omnidirectionnalité de la source A_0).

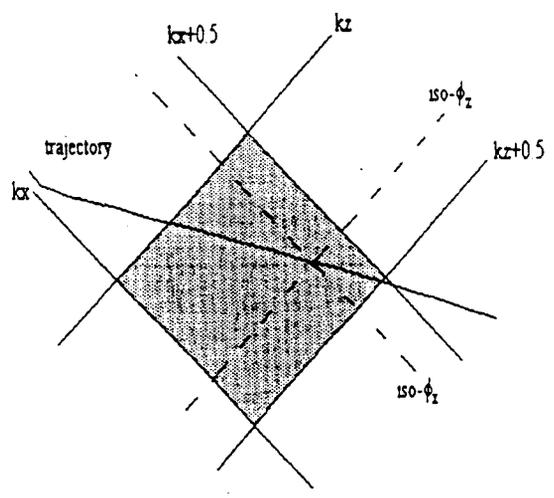


(a)

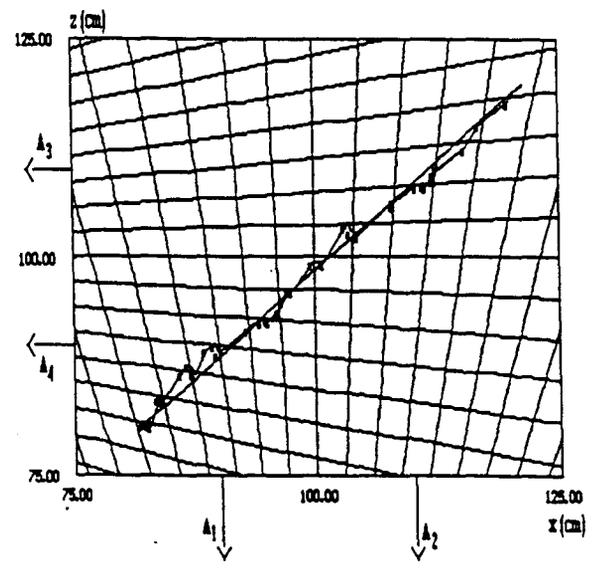


(b)

Figure 5.7 : Principe de la télémétrie cellulaire binaire (T.C.B)



(a)



(b)

Figure 5.8 : Principe télémétrie cellulaire analogique (T.C.A)

Ce procédé a été mis en œuvre expérimentalement à la fréquence de 10 GHz [7], pour $2D=20\text{cm}$, et $x_0=100\text{ cm}$. La précision sur la position de A_0 est de $\pm 2\text{ cm}$, ce qui correspond approximativement à la taille d'une cellule élémentaire [fig 5.7]. L'amélioration de la précision reste possible si l'on utilise le principe de la télémétrie cellulaire analogique.

5.3.2 Télémétrie cellulaire analogique (T.C.A)

A partir des quatre signaux S_{ix} , S_{rx} , S_{iz} , S_{rz} , nous pouvons déterminer les phases instantanées ϕ_x et ϕ_z correspondantes par :

$$\frac{S_{ix}}{S_{rx}} = \tan \phi_x$$

$$\frac{S_{iz}}{S_{rz}} = \tan \phi_z$$

Ainsi dans une cellule déterminée au préalable par télémétrie cellulaire binaire, l'intersection des deux branches d'hyperbole isophasé ϕ_x et ϕ_z donne avec précision la position de A_0 [fig 5.8(a)-(b)]. En répétant ce mode opératoire de cellule en cellule voisine, il est ainsi possible de reconstruire la trajectoire du mobile émetteur A_0 .

Ce procédé original et intéressant, peut s'avérer incompatible avec certaines applications. Etant donné que les systèmes récepteurs A_1, A_2, A_3, A_4 , se trouvent dans le plan d'évolution de la source A_0 dont nous souhaitons suivre la position (sensibilité du système aux obstacles rencontrés entre le mobile et les récepteurs, masquages éventuels).

D'autre part, le procédé nécessite la connaissance de la position initiale du mobile pour lever l'ambiguïté sur la phase.

C'est la raison pour laquelle nous avons imaginé une autre configuration, qui répond à ces deux contingences. Il s'agit d'une méthode interférométrique dans laquelle les récepteurs sont situés non plus dans le plan d'émission de la source mais au dessus de la surface sous investigation.

Cette configuration, aux dimensions et moyens de mise en œuvre près, n'est pas sans rappeler celle utilisée dans le système G.P.S, d'où l'appellation que nous lui avons choisie :

La télémétrie satellitaire.

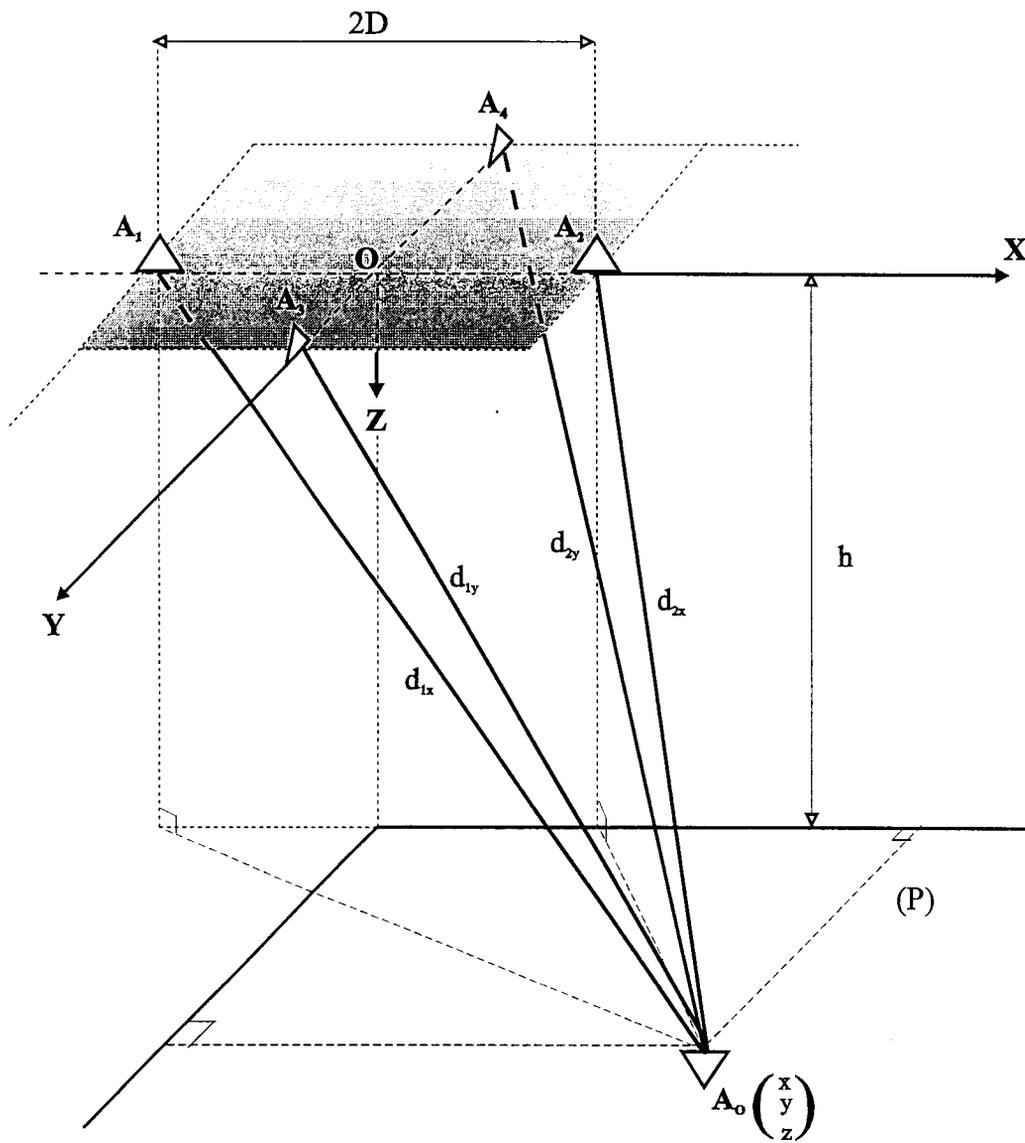


Figure 5.9 : Principe de la télémétrie satellitaire

5.4 Télémétrie satellitaire [10]

5.4.1 Principe

On souhaite localiser une source A_0 de coordonnées (x,y) , située dans le plan P parallèle à xOy à la côte $z=h$. Les antennes réceptrices A_1 et A_2 du corrélateur sont disposées sur l'axe Ox [fig 5.9].

Les surfaces "iso-différence" de marche Δl sont les surfaces engendrées par des hyperboloïdes de révolution à deux nappes de foyers A_1, A_2 , d'axe de révolution Ox , et vérifiant l'équation :

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{b^2} = 1 \quad (5.4)$$

$$\text{avec } 2a = \Delta l = d_1 - d_2 = \sqrt{(x+D)^2 + y^2 + z^2} - \sqrt{(x-D)^2 + y^2 + z^2} \quad (5.5)$$

$$2D = \text{distance } \overline{A_1 A_2} = \text{"baseline"}$$

$$b = \sqrt{D^2 - a^2}$$

Les références [11], [12] décrivent le type de surfaces qui sont considérées ici. Dans le cas qui nous intéressent, les courbes "isophases" du plan $P(z=h)$ sont des hyperboles d'équation :

$$\frac{x^2}{A^2} - \frac{y^2}{B^2} = 1 \quad (5.6)$$

$$\text{avec } A^2 = \frac{a^2(b^2 + h^2)}{b^2}$$

$$B^2 = b^2 + h^2$$

$$\text{de demi-distance focale } C = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{(b^2 + h^2)D^2}{b^2}$$

$$\text{et de direction asymptotique } y = \pm \frac{B}{A} x = \pm \frac{b}{a} x$$

En pratique, nous traçons les "isophases" correspondant aux basculements du nombre binaire ab , défini au paragraphe 1.3.2, c'est à dire tous les $\frac{\pi}{2}$.

$$\Delta\Phi = K \frac{\pi}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l$$

$$\Delta l = K \frac{\lambda}{4} \text{ donc } a = K \frac{\lambda}{8} \text{ et } b = \sqrt{D^2 - \left(\frac{K\lambda}{8}\right)^2}$$

Le positionnement d'un point du plan P nécessite une deuxième paire d'antennes A_3A_4 , identiques aux précédentes et disposées suivant l'axe Oy , son "baseline" étant centré sur l'origine. De nouveau nous ajoutons un indice x et y aux grandeurs se rapportant respectivement aux axes Ox et Oy .

Ainsi ϕ_x représente respectivement le déphasage entre les signaux reçus en A_1 et A_2 situées sur l'axe Ox , et ϕ_y le déphasage entre les signaux reçus en A_3 et A_4 situées sur l'axe Oy .

L'intersection des "isophases" ϕ_x et ϕ_y donne la position de la source.

Il est nécessaire de définir une zone dans laquelle le procédé fonctionne sans ambiguïtés, c'est à dire pour ϕ_x et ϕ_y compris entre des valeurs différent de 2π . La superficie de cette zone dépend de paramètres que nous énumérons ci-dessous.

5.4.2 Choix d'une configuration

5.4.2.1 Influence du "baseline"

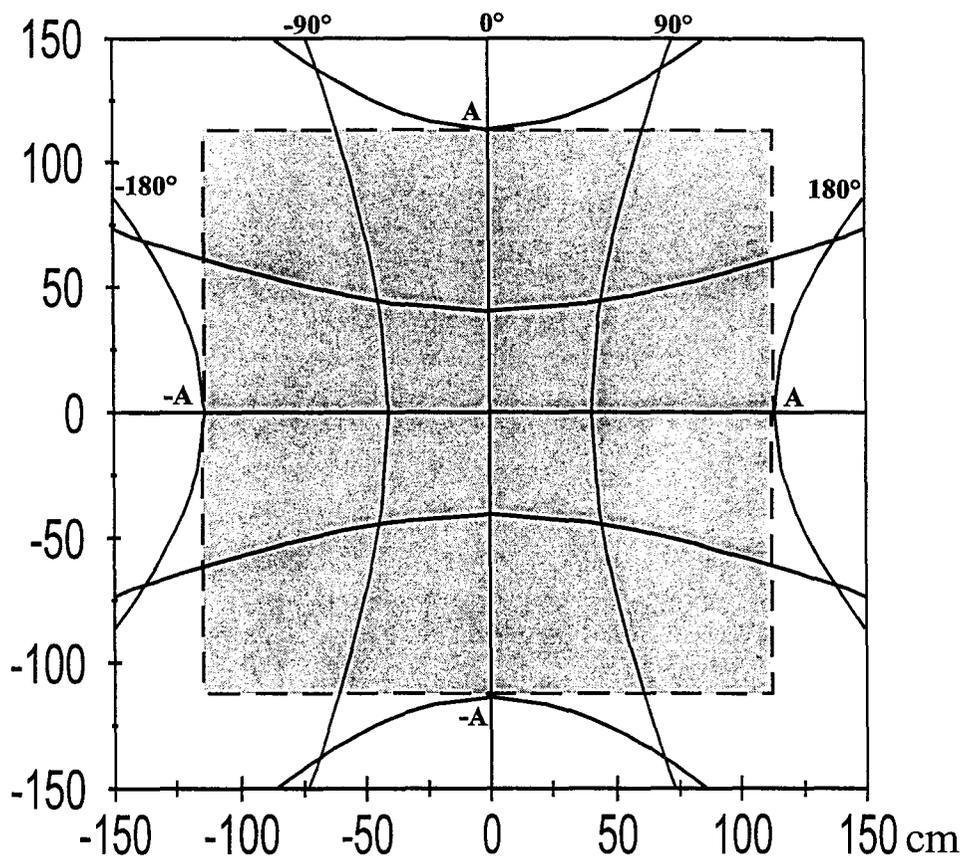
La distance $2D$ ou "baseline" conditionne la zone où la localisation sans ambiguïté de la source est possible; cette surface que nous appelons Zone Sans Ambiguïté (Z.S.A) est proche d'un carré de côté $2A$ avec :

$$A_{\pm\phi} \approx \frac{\pm h}{\sqrt{\left(\frac{4D\pi}{\lambda\phi}\right)^2 - 1}} \text{ lorsque } h \text{ est grand devant } D \quad (5.7)$$

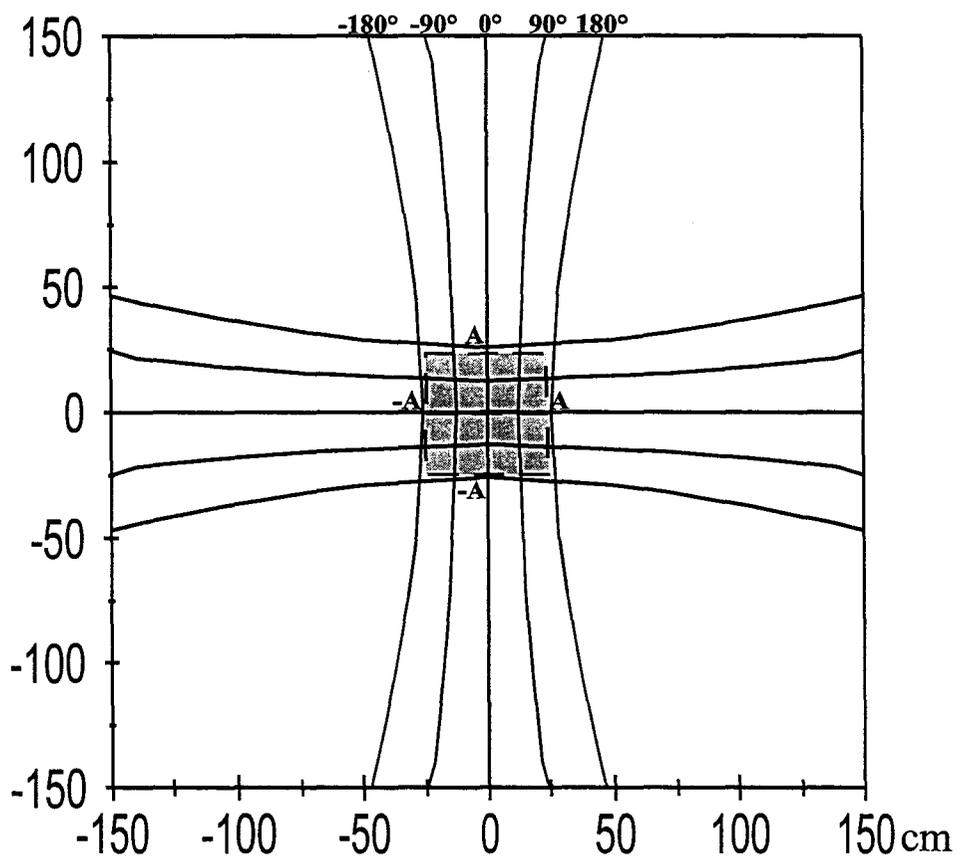
En toute rigueur, la zone sans ambiguïté est un peu plus importante que nous ne venons de la définir : elle est délimitée par les quatre "isophases" (horizontale et verticale) correspondant à $\phi_{x,y} = \pm 180^\circ$ [fig5.10(a)(b)]. Pour des raisons de commodités, nous déterminerons à chaque fois, la surface carrée sur laquelle vient tangenter l'hyperbole correspondant à $\phi_{x,y} = \pm 180^\circ$, plutôt que celle délimitée par ces quatre mêmes "isophases".

5.4.2.2 Influence de la hauteur

La Z.S.A est directement proportionnelle à la hauteur h . Nous donnons [fig 5.11(a)-(b)], le réseau des "isophases" $\phi_{x,y}$ variant de -180° à $+180^\circ$ avec $\Delta\phi_{x,y}=90^\circ$ pour $h=100$ et 200cm et $\frac{D}{\lambda} = \frac{1}{2}$. Le réseau d'hyperboloïdes s'évasant avec la hauteur h , l'intersection avec le plan $z=h$, donne une Z.S.A croissante avec h .

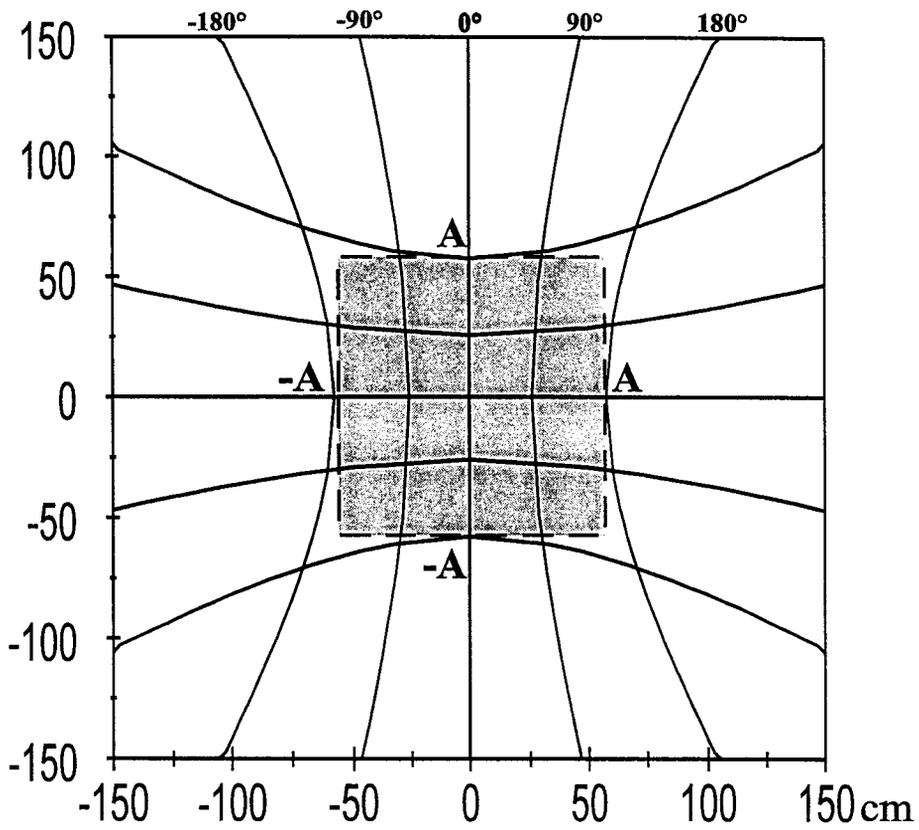


(a) : $\frac{D}{\lambda} = \frac{1}{3}$

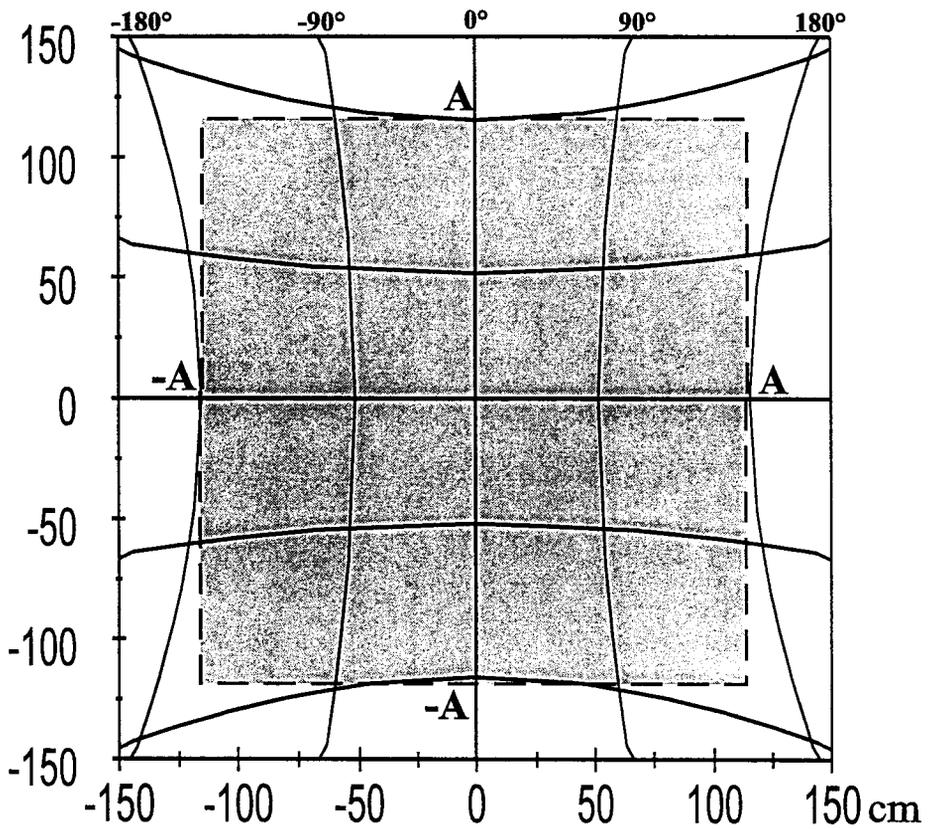


(b) : $\frac{D}{\lambda} = 1$

Figure 5.10 : Variation de la Z.S.A pour deux valeurs de $\frac{D}{\lambda}$ et $h=100\text{cm}$



(a) : $h=100\text{cm}$



(b) : $h=200\text{cm}$

Figure 5.11 : Exemples de Z.S.A pour 2 valeurs de h et $\frac{D}{\lambda} = \frac{1}{2}$

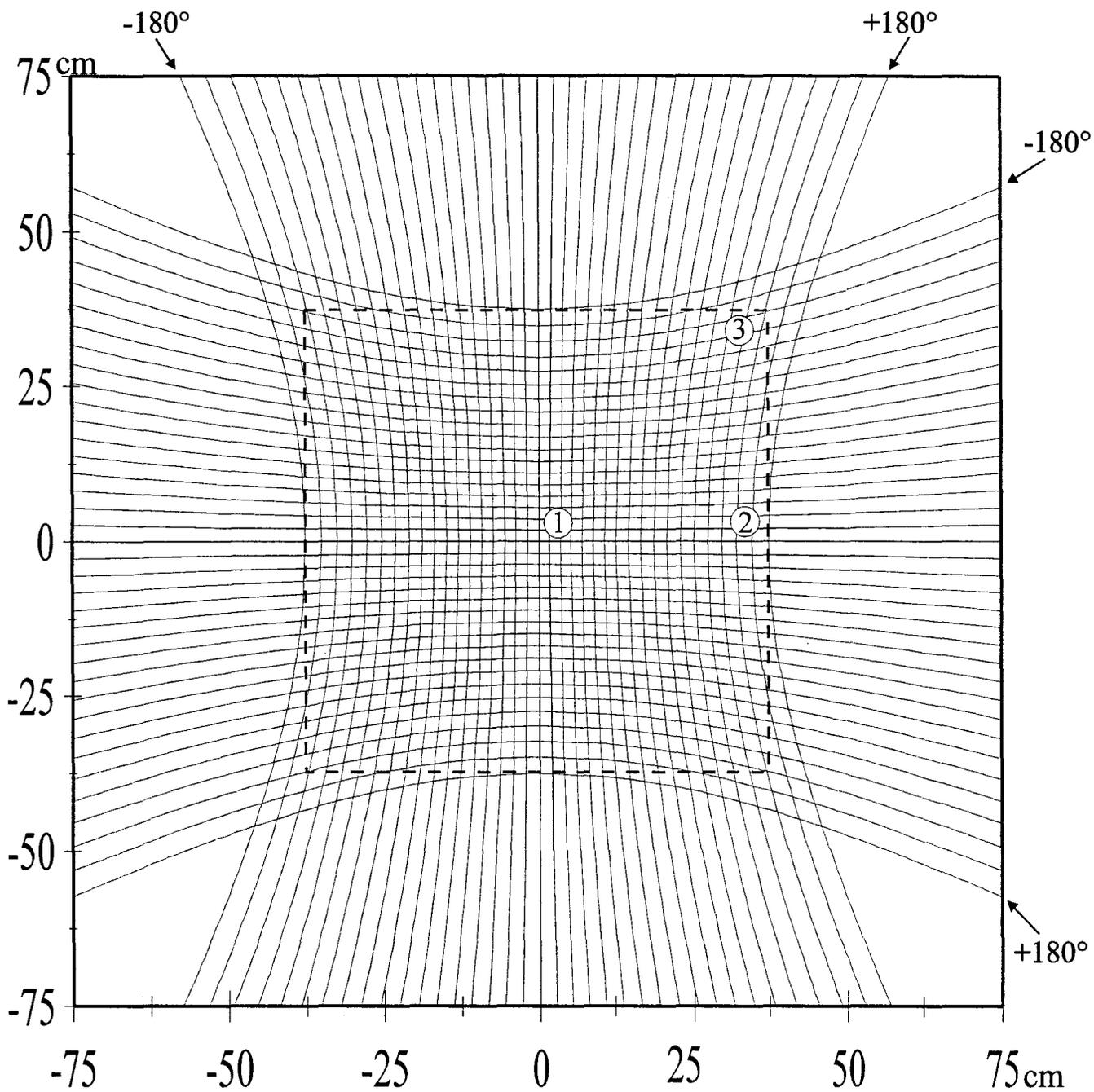


Figure 5.12 : Réseau d'hyperboles isophases correspondant à la configuration étudiée au laboratoire
 $2D=3\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$, $h=65\text{cm}$, $\Delta\phi=10^\circ$

5.5 Etude expérimentale

Afin de prévoir des comparaisons théorie-expérience, la configuration retenue est celle présentée [fig 5.12] où nous avons simulé le réseau d'hyperboles "isophases" pour un écartement entre antennes réceptrices $2D=3\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$ et à une hauteur $h=65\text{cm}$.

La Z.S.A correspond alors à un carré de 80cm de côté, sur laquelle les sensibilités théoriques sur la position Δx et Δy sont quasiment peu dépendantes de la position de l'émetteur dans la surface de localisation.

Le réseau d'hyperboles tracées tous les 10° , donne des cellules élémentaires dont la forme est proche de carrés. Nous sommes dans une configuration à D.O.P minimale.

Nous donnons dans le **tableau 5.2**, l'incertitude de position pour un degré de phase suivant trois zones repérées sur cette surface.

zone	1	2	3
incertitude [mm/°]	1.8	2.7	3.1

Tableau 5.2 : incertitude sur la position

5.5.1 Choix des éléments rayonnants

5.5.1.1 Les antennes réceptrices

Ce sont des tronçons de guide ouvert, adaptés dans leur plan d'entrée et comportant une transition guide-coaxial. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

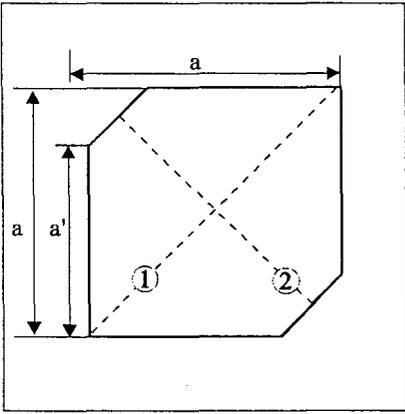
- dimensions ouverture : $w_r \times h_r = 22.86 \times 10.16\text{mm}$ (guide standard)
- gain : 7.6 dB à $f=10\text{ GHz}$
- ouverture à -3 dB : 55°
- coefficient de réflexion : -24 dB
- polarisation : linéaire

Leur faible encombrement permet d'atteindre la dimension du "baseline" choisie ($2D=3\text{cm}$).

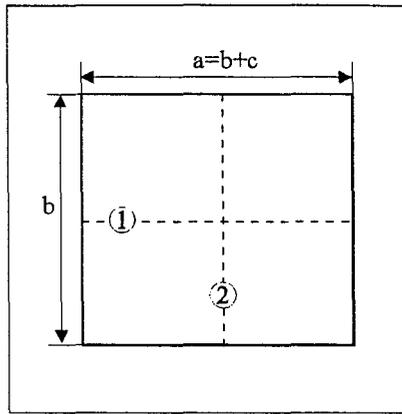
5.5.1.2 L'antenne émettrice

Il est nécessaire de disposer d'une antenne à polarisation circulaire afin que les amplitudes des signaux reçus soient aussi constants que possible indépendamment de l'orientation de la source dans la surface de localisation.

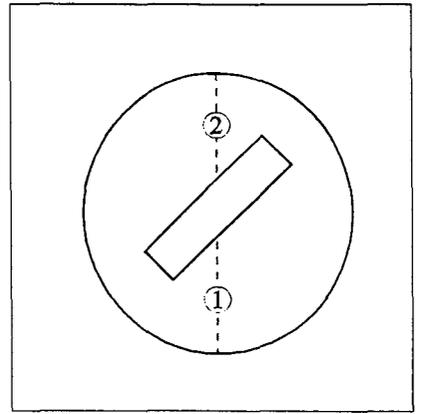
Le cas idéal serait de disposer également d'antennes à polarisation circulaire à la réception et possédant le même sens de polarisation que l'émetteur, mais ce n'est pas le cas.



patch carré à coins tronqués

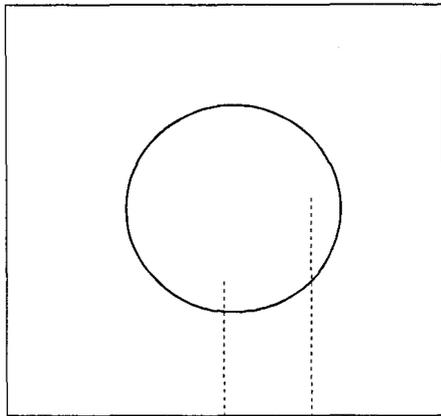


patch "quasi carré"

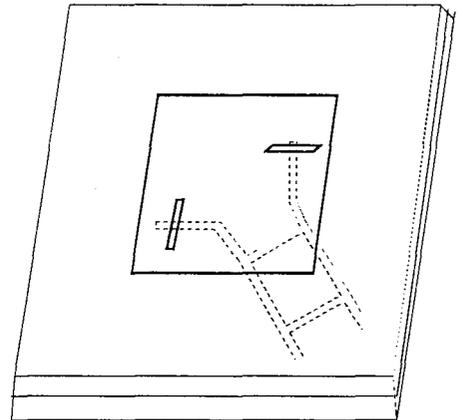


patch circulaire avec fente centrée et inclinée à 45°

(a) : simple excitation

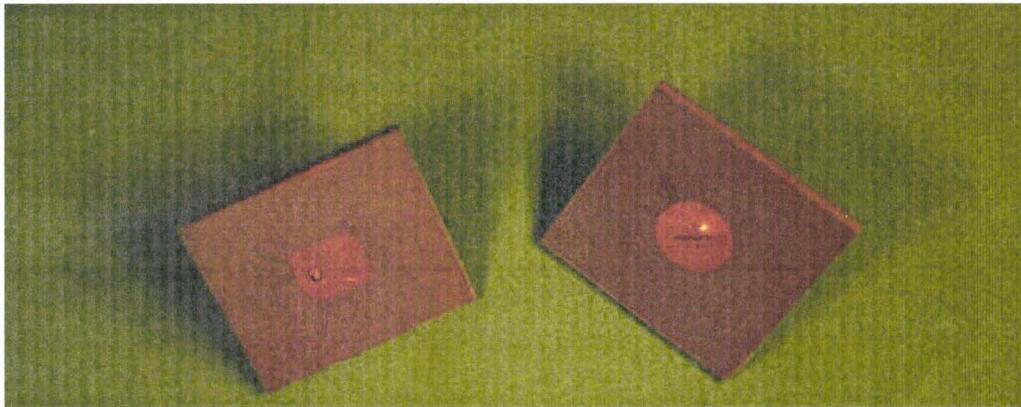


coupleur
3dB/90°



(b) : double excitation

Figure 5.13 : Antennes patch à polarisation circulaire



antenne patch à polarisation circulaire

Le sens de polarisation est déterminé par la rotation du champ électrique, vu d'un point situé derrière l'antenne et regardant dans la direction de propagation; si l'on considère une onde polarisée circulairement et orientée de la droite vers la gauche (R.H.C.P), après une réflexion, l'onde recueillie est toujours en polarisation circulaire mais orientée gauche droite (L.H.C.P). Par conséquent, les réflexions d'ordre impair sont fortement atténuées.

La polarisation circulaire peut être obtenue grâce à la forme de l'antenne qui est alors de type spirale ou hélice, ou encore à l'aide d'un résonateur diélectrique [13],[14].

Pour des raisons d'encombrement, nous ne retenons pas la première solution. Nous préconisons l'utilisation d'antenne patch, d'encombrement réduit, de faible coût et de réalisation plus aisée.

Cependant la polarisation circulaire d'une antenne patch ne peut être réalisée que pour une bande passante extrêmement faible (inférieure à quelques %). La polarisation circulaire s'obtient alors par une simple ou une double excitation du patch.

Dans ce dernier cas, le patch est excité à deux endroits différents, de manière à créer deux polarisations linéaires de même amplitude. Les deux points d'excitation sont disposés de façon à réaliser une différence de phase de 90° qui peut être obtenue par exemple à l'aide d'un coupleur 3dB/90°.

D'autres structures plus complexes, réalisées à partir de deux substrats, permettent de séparer l'élément rayonnant de l'excitation obtenue grâce à deux lignes couplées à deux fentes ou d'une croix de manière à assurer l'égalité en amplitude et la différence de phase de 90° [15].

Les erreurs dues à la réalisation concernant notamment la localisation précise d'un seul point d'alimentation seront moindres, c'est pourquoi nous privilégions la réalisation d'une antenne patch à un seul point d'excitation.

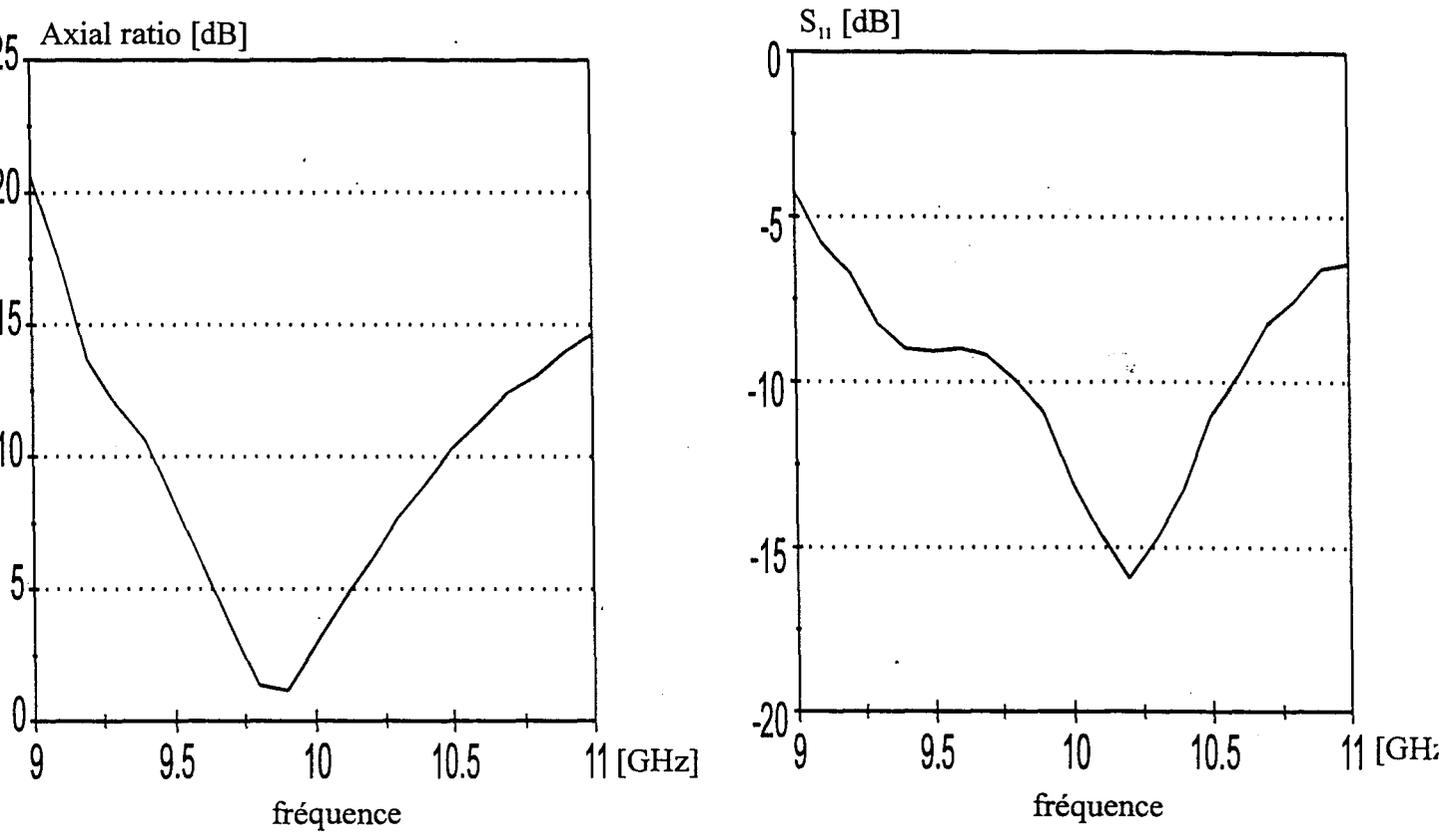
Dans ce cas, la polarisation circulaire est obtenue par excitation de deux modes orthogonaux d'un patch résonant à deux fréquences très voisines. La perturbation permettant d'obtenir une polarisation circulaire de l'onde peut être réalisée de différentes manières.

Les principales structures représentées [fig 5.13(a)] sont le patch à coins tronqués (truncated-corners square patch), le patch quasi-carré (nearly-square), ou encore le patch circulaire avec fente centrée et inclinée à 45° [16].

Dans le cas du patch quasi-carré, les deux modes orthogonaux fournissent une polarisation linéaire de l'onde suivant les deux diagonales du patch. La troncature de deux coins diagonalement opposés augmente sensiblement la fréquence de résonance f_{01} du mode suivant cette diagonale par rapport au mode (10) de la diagonale non tronquée.

Le point d'excitation est choisi tel que les deux modes soient excités en quadrature, et permet ainsi de réaliser la polarisation désirée.

$$f_{01} < f < f_{10}$$



(a) : simulation

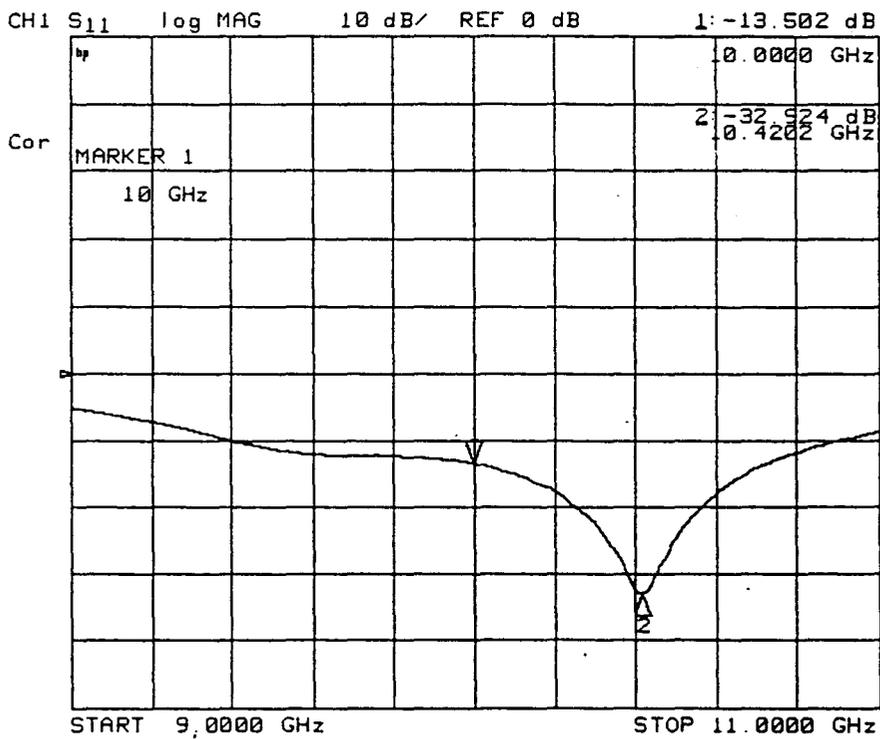


Figure 5.14 : comparaison simulation-réalisation des caractéristiques de l'antenne patch carré à coins tronqués

Les champs électriques des modes (1,0) et (0,1) s'écrivent [17] :

$$E_x \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi x'}{a}\right)}{k - k_{10}} \quad (5.8)$$

$$E_y \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi y'}{b}\right)}{k - k_{01}}$$

avec (x', y') les coordonnées du point d'alimentation
 k , le vecteur d'onde en espace libre et k_{mn} pour le mode TE_{mn}

$$k_{01} = \frac{\pi}{b} \cong k_{10} = \frac{\pi}{a}$$

$$\frac{E_y}{E_x} \approx A \frac{k - k_{10}}{k - k_{01}} = \pm j$$

Le signe + donnant la polarisation gauche-droite (LHCP) et - droite-gauche (RHCP).

Pour le patch circulaire [18], les deux modes orthogonaux sont des modes diagonaux, la différence de fréquence de résonance est obtenue grâce à la fente rectangulaire inclinée à 45° qui perturbe davantage un mode plutôt que l'autre.

A l'aide du logiciel ENSEMBLE [19], nous simulons et optimisons les deux structures proposées ci-dessus, à savoir :

- le patch carré à coins tronqués
- le patch circulaire avec fente centrée et inclinée à 45°

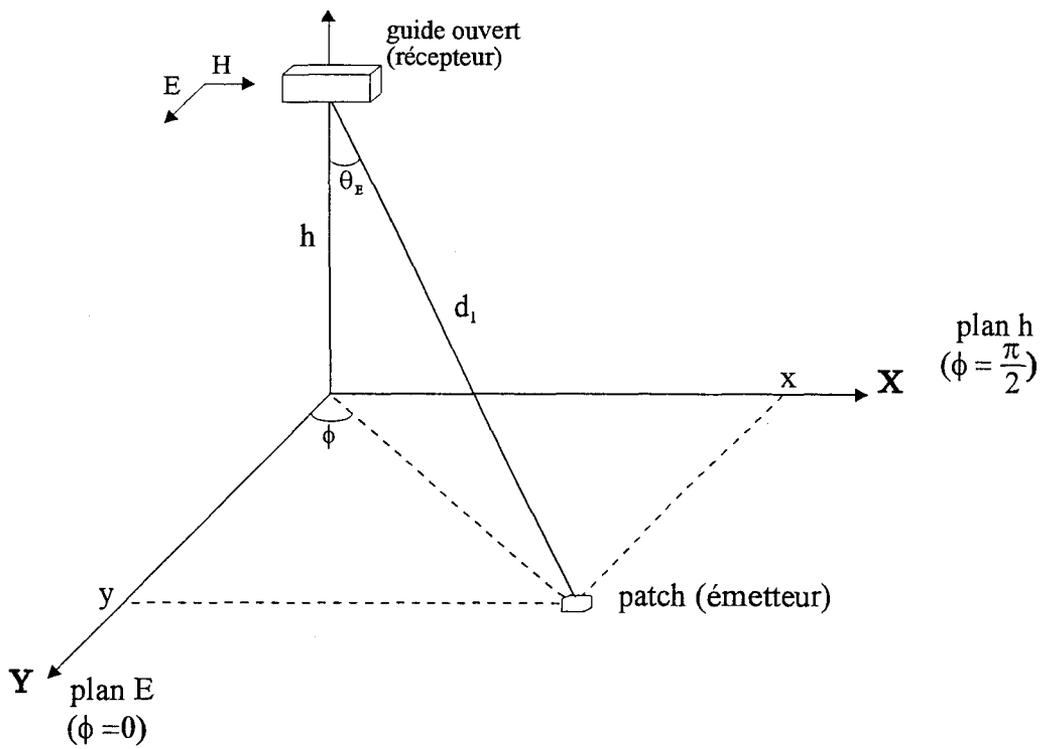
ENSEMBLE est basé sur la méthode des moments, et permet de calculer les caractéristiques (gain, fréquence de résonance, diagramme de rayonnement, impédance d'entrée...) à partir de la structure de l'antenne patch.

Nous comparons résultats de simulation et mesures pour le patch à coins tronqués, les dimensions pour a et a' données par le simulateur sont respectivement de 8.875mm et 7mm.

La mesure de "l'Axial Ratio" [20], rapport entre les signaux reçus pour deux polarisations différentes de 90°, a donné 5.4dB à la fréquence de 10 GHz. La simulation nous a donné 2.92 dB.

Le décalage de fréquence de résonance relevé entre simulation et conception est vraisemblablement dû à une position approximative du point d'excitation durant la réalisation de l'antenne. La simulation a montré des disparités pouvant aller jusque 100 MHz pour un déplacement de 1mm du point d'alimentation.

Le coefficient de réflexion de l'antenne à 10 GHz est égal à -13,5 dB, ce qui satisfait notre application.



(a) : configuration du laboratoire

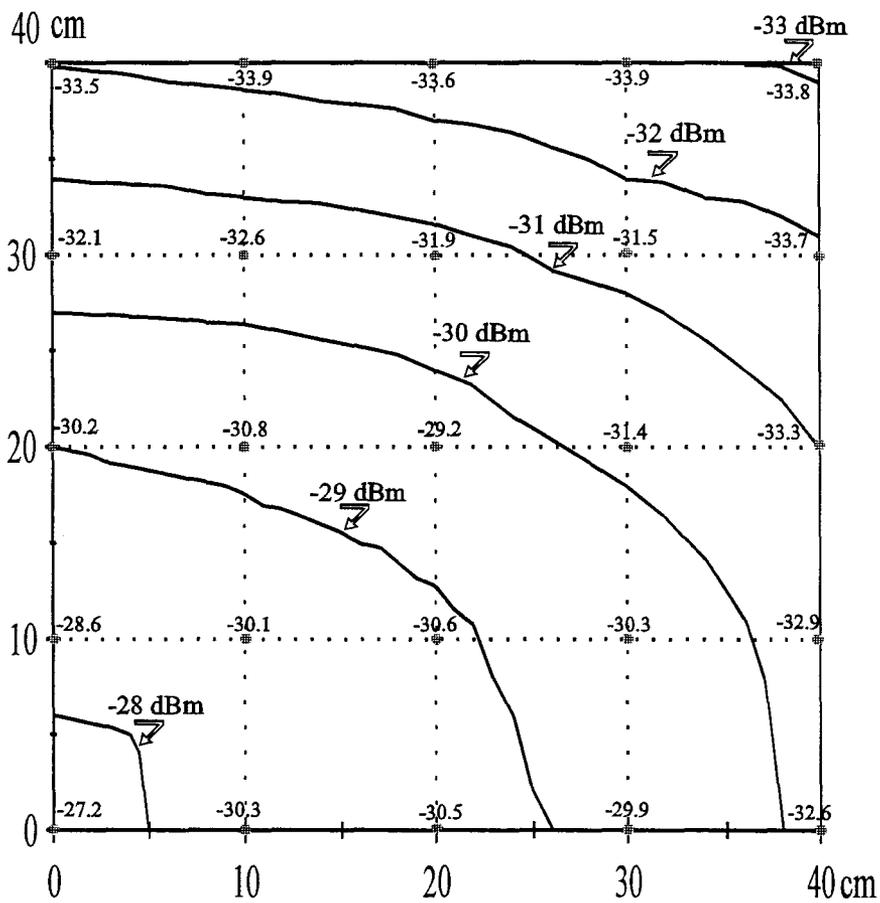


Figure 5.15 : Bilan de liaison émetteur-récepteur dans la configuration du laboratoire

(b) : carte des puissances reçues ($P_e=10$ dBm)

- * : relevés expérimentaux (dBm)
- : simulation (dBm)

5.5.2 Bilan de liaison émission-réception

Il tient compte de l'ouverture respective de l'antenne réceptrice et émettrice et de leur diagramme de rayonnement qui peut être traduit par un produit de fonctions $\left(\frac{\sin x}{x}\right)$ [21].

Les gains des antennes à la réception (g_r) et à l'émission (g_e) sont de la forme :

$$g_{e,r} = \frac{G_{e_{\max},r_{\max}} \sin\left[\left(\frac{\pi w_{e,r}}{\lambda}\right) \sin\theta_{e,r} \cos\Phi\right] \sin\left[\left(\frac{\pi h_{e,r}}{\lambda}\right) \sin\theta_{e,r} \sin\Phi\right]}{\left(\frac{\pi w_{e,r}}{\lambda}\right) \sin\theta_{e,r} \cos\Phi \left(\frac{\pi h_{e,r}}{\lambda}\right) \sin\theta_{e,r} \sin\Phi} \quad (5.9)$$

w_r, h_r , sont respectivement la largeur et la hauteur de l'ouverture du guide récepteur.

La puissance P_r reçue par l'antenne réceptrice est donnée par la relation :

$$P_r = \frac{P_e \lambda^2 g_e^2(\theta) g_r^2(\theta)}{(4\pi d_1)^2} \quad (5.10)$$

La configuration est identique à celle présentée [fig 5.12] ($h=65\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$). Pour des raisons de symétrie nous n'avons tenu compte que du quart de la surface d'évolution de l'émetteur.

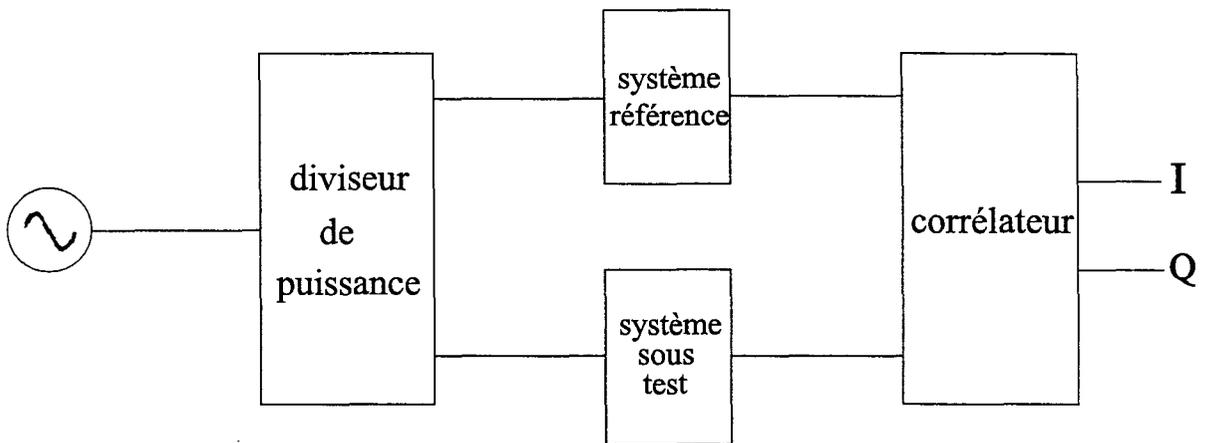
Nous donnons [fig 5.15(b)], la carte des puissances reçues en fonction de la position de l'émetteur sur cette surface.

Les valeurs relevées, pour une puissance d'émission de 10 dBm, s'écartent au plus de 2.3 dB de celles données par la simulation.

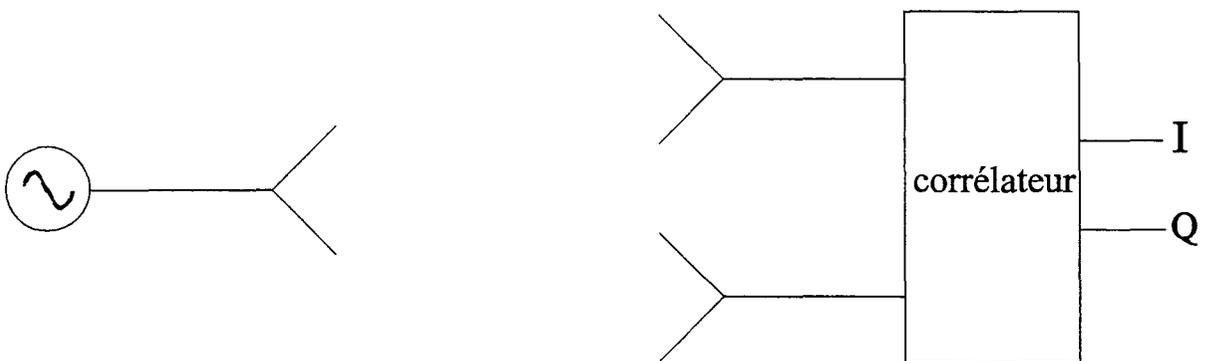
La dynamique, relevée du centre à la périphérie de la surface, est de 7 dB. Lorsque l'émetteur est à la périphérie de la surface sous investigation, le niveau minimal relevé reste supérieur à -34 dBm.

Ces deux constatations nous dispensent de l'utilisation d'amplificateurs et simplifient par conséquent la structure du système de réception.

La connaissance de la dynamique et de la puissance minimale reçue s'avère nécessaire à l'étude du récepteur, notamment pour la caractérisation du corrélateur que nous abordons au paragraphe 5.5.3.



a : contrôle non destructif (caractérisation de matériau)



b : Télémétrie (inclinométrie, radar anti-collision, satellitaire...)

Figure 5.16 : Synoptiques des deux types d'application développés au laboratoire

5.5.3 Le corrélateur

Les corrélateurs ou démodulateurs I-Q sont des dispositifs très utilisés dans le domaine des télécommunications, ainsi que dans les systèmes de traitement de signal.

Au sein de l'équipe des Nouvelles Applications des Micro-Ondes, ils sont à la base de capteurs réalisés en vue d'applications télémétriques (mesure de niveau, inclinomètre et télémétrie satellitaire), en ce qui nous concerne, mais aussi pour le contrôle non-destructif (caractérisation de matériau, mesure d'humidité) [22].

5.5.3.1 Principe de fonctionnement

Un corrélateur est un dispositif analogique qui permet d'obtenir le produit de corrélation de deux signaux. Dans le cas présent, il traite des signaux monochromatiques (corrélateur à bande étroite), issus d'une même source et empruntant des trajets différents.

Nous présentons [fig 5.16], les deux types d'applications développées au sein de l'équipe. La corrélation permet alors, par observation du temps de retard ou du déphasage, d'obtenir des informations sur le milieu traversé ou sur le comportement de la source (vitesse, position...).

Les signaux I et Q en sortie du corrélateur peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} I &= K_1 \sin(\phi + \alpha) \\ Q &= K_2 \sin \phi \end{aligned} \quad (5.11)$$

K_i étant une constante qui tient compte des signaux d'émission, des diagrammes de rayonnement des antennes, de l'atténuation de propagation, et des gains de la chaîne.

ϕ est le déphasage introduit par la différence de marche entre les trajets suivis par les signaux.

Le corrélateur sera d'autant plus performant que le rapport $\left(\frac{K_1}{K_2}\right)$ tend vers un et que

l'angle α est proche de $\frac{\pi}{2}$.

Ces deux contingences peuvent être prises en compte dès la réalisation du circuit ou alors comme nous le verrons au paragraphe 5.5.3.3, peuvent être satisfaites du moins partiellement au moyen de correction électronique ou informatique après une caractérisation préalable du corrélateur.

Durant ces dernières années, plusieurs types de corrélateur ont été étudiés au sein du laboratoire :

- le corrélateur à TEC bi-grille [23]
- le corrélateur à mélangeur doublement équilibré
- le corrélateur à diodes

C'est ce dernier cité que nous retenons non seulement pour sa facilité de réalisation, mais aussi pour un coût moindre des éléments le constituant.

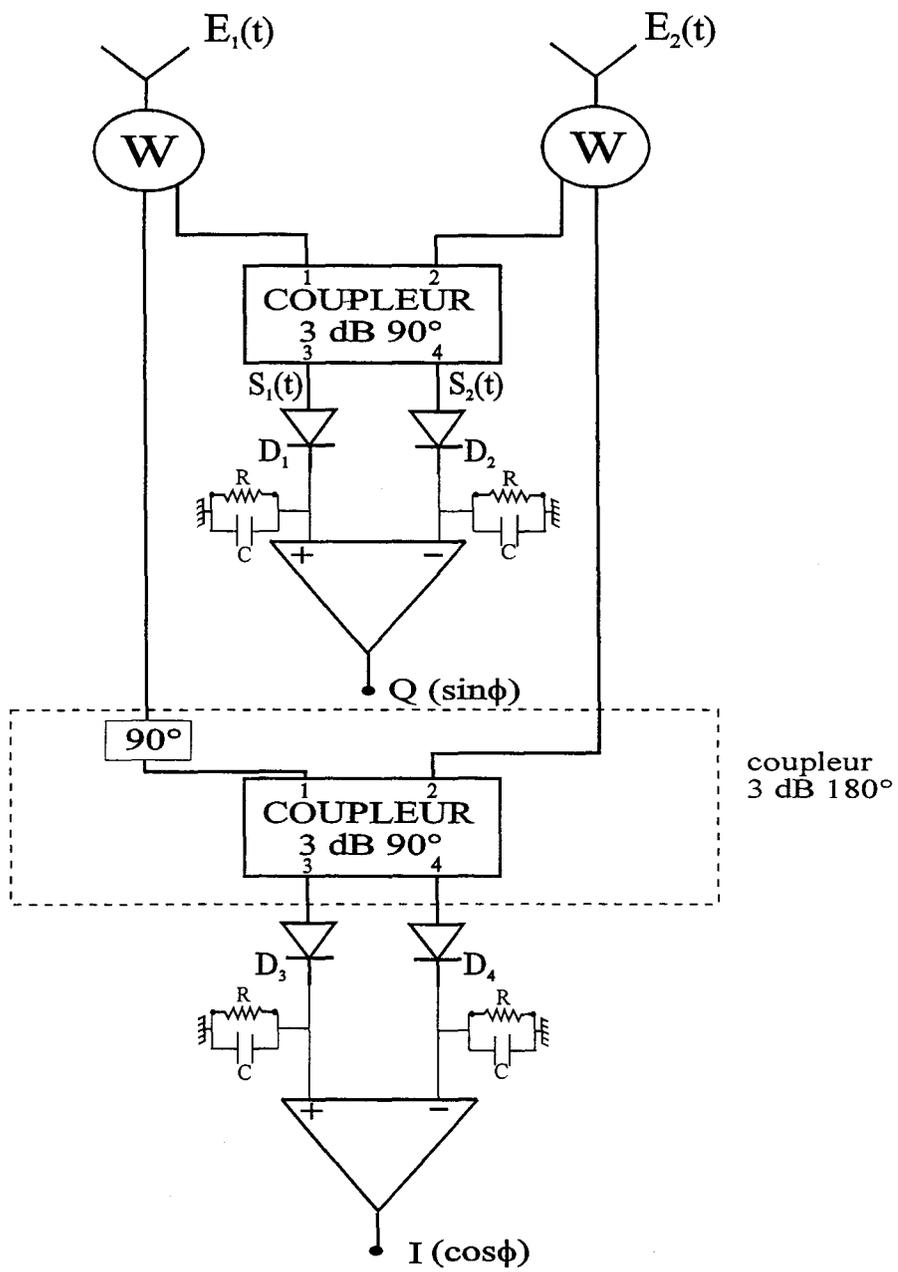


Figure 5.17 : Schéma du corrélateur

Le tirage et le montage des deux circuits ont été effectués à partir du masque déterminé lors d'une étude antérieure [7].

Notre corrélateur présenté [fig 5.17] est composé de quatre coupleurs hybrides 3 dB/90° dont deux servent de diviseurs de puissance (représentés par la lettre W).

La linéarité de la réponse du corrélateur en fonction de la puissance incidente, reste un facteur important quant au choix des composants entrant dans la composition du corrélateur.

Les quatre détecteurs utilisés sont des diodes de type schottky low barrier (HP5082/2774) et présentent les caractéristiques suivantes :

- zone quadratique : -32 dBm à -15 dBm
- T.S.S : -44 dBm
- sensibilité : 10 mv/μW

L'appairage et une parfaite quadraticité des diodes sont des critères nécessaires à l'obtention d'un corrélateur performant.

5.5.3.2 Expression des signaux

Les signaux captés par les deux antennes précédant le corrélateur sont de la forme :

$$\begin{aligned} E_1(t) &= Ae^{j(\omega t + \phi_1)} \\ E_2(t) &= Be^{j(\omega t + \phi_2)} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Les signaux en sortie du coupleur 3 dB/90° s'écrivent :

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi_1 + \theta_{31})} + \frac{B}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi_2 + \theta_{32} + \frac{\pi}{2})} \\ S_2(t) &= \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi_1 + \theta_{41} + \frac{\pi}{2})} + \frac{B}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \phi_2 + \theta_{42})} \end{aligned} \quad (5.13)$$

θ_{31} , θ_{32} , θ_{41} , θ_{42} rendent compte de la dissymétrie du coupleur.

Après détection quadratique, les signaux au niveau des diodes s'écrivent :

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2} + \frac{AB}{2} \cos(\phi_1 - \phi_2 + \theta_{31} - \theta_{32} - \frac{\pi}{2}) \\ D_2 &= \frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2} + \frac{AB}{2} \cos(\phi_1 - \phi_2 + \theta_{41} - \theta_{42} + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (5.14)$$

En posant

$$\begin{aligned}\phi &= \phi_1 - \phi_2 \\ \theta_1 &= \theta_{31} - \theta_{32} \\ \theta_2 &= \theta_{41} - \theta_{42}\end{aligned}\quad (5.15)$$

$$D_1 - D_2 = K_1[\sin(\phi + \theta_1) + \sin(\phi + \theta_2)] \quad (5.16)$$

De même en sortie des diodes D_3 et D_4 connectées au coupleur 3 dB/180°.

$$D_3 - D_4 = K_2[\cos(\phi + \theta_3) + \cos(\phi + \theta_4)] \quad (5.17)$$

Il vient

$$\frac{D_1 - D_2}{D_3 - D_4} = \frac{K_1[\sin(\phi + \theta_1) + \sin(\phi + \theta_2)]}{K_2[\sin(\phi + \theta_3) + \sin(\phi + \theta_4)]} \quad (5.18)$$

On montre que

$$\begin{aligned}\sin(\phi + \theta_1) + \sin(\phi + \theta_2) &= K'_1 \sin\left(\phi + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right) \\ \cos(\phi + \theta_3) + \cos(\phi + \theta_4) &= K'_2 \cos\left(\phi + \frac{\theta_3 + \theta_4}{2}\right)\end{aligned}\quad (5.19)$$

avec

$$K'_1 = 2 \cos\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \text{ et } K'_2 = 2 \cos\left(\frac{\theta_3 - \theta_4}{2}\right) \quad (5.20)$$

L'expression (5.18) devient alors :

$$\frac{K_1'' \sin\left(\phi + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right)}{K_2'' \cos\left(\phi + \frac{\theta_3 + \theta_4}{2}\right)} = \frac{Q}{I} \quad (5.21)$$

Nous montrons ainsi que la différence de niveau relevée expérimentalement entre les signaux I et Q à la sortie du corrélateur, résulte en partie des imperfections des coupleurs 3 dB/90° et 3 dB/180°.

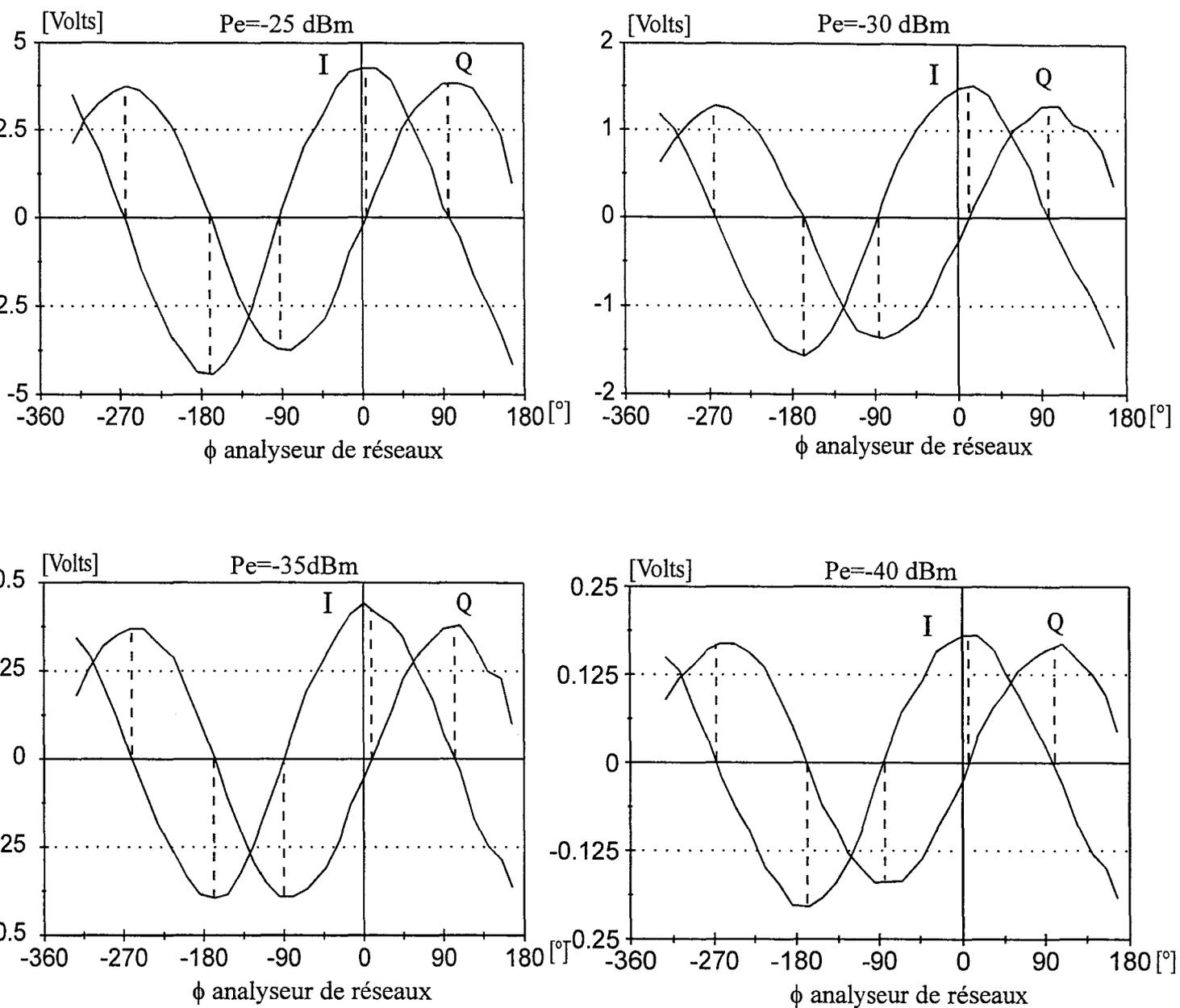


Figure 5.18 : évolution des signaux I-Q en fonction de la puissance incidente à l'entrée du corrélateur

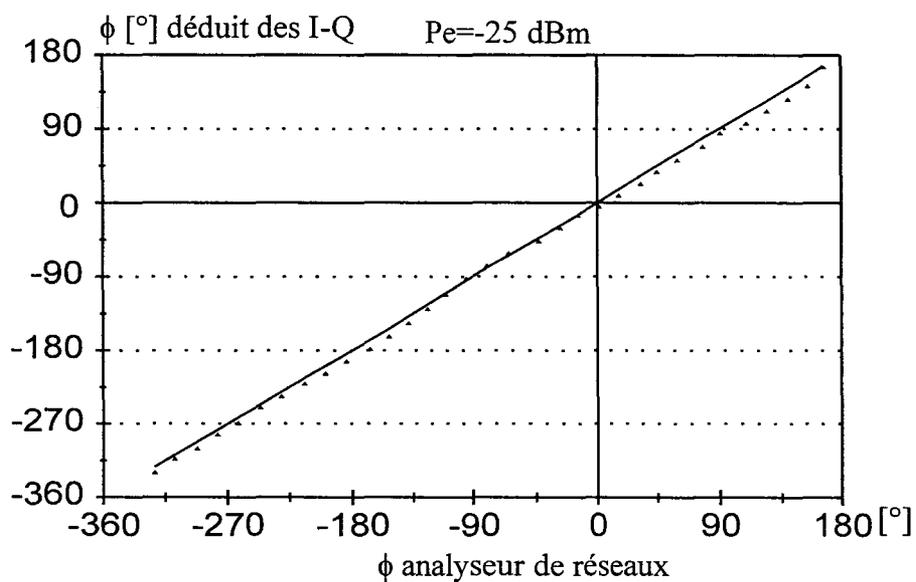


Figure 5.19 : comparaison de la phase ϕ mesurée à l'aide du corrélateur et ϕ mesurée à l'analyseur de réseaux

5.5.3.3 Caractérisation et méthodes de correction

a) correction sur le niveau

La différence de niveau peut être corrigée soit à l'aide de l'électronique (en réglant les amplificateurs B.F), soit au niveau de l'informatique (en multipliant les signaux I et Q respectivement par $\frac{1}{K_2}$ et $\frac{1}{K_1}$).

Nous pouvons aussi prendre la valeur de Q en référence. La mise à niveau de la valeur de I par rapport à la valeur de Q s'effectue alors par une caractérisation préalable du corrélateur à l'aide d'un déphaseur étalonné et ceci pour une puissance incidente donnée à l'entrée du corrélateur.

Nous relevons la valeur maximale de I puis celle de Q, le rapport des deux maxima nous donne la valeur de la constante.

Un mauvais appariage des diodes donnant le signal I ou Q produirait les mêmes effets. C'est pourquoi, il serait intéressant à l'avenir de n'utiliser qu'une seule diode associée à un commutateur qui permettrait de relever successivement $S_1(t)$ et $S_2(t)$.

La [fig 5.18] présente les relevés des signaux I et Q en fonction de la puissance incidente variant de -25 dBm à -40 dBm, dynamique largement suffisante pour l'étude expérimentale.

b) Correction sur la phase

L'égalité en amplitude des deux signaux I et Q étant maintenant réalisée, nous pouvons prendre pour référence des phases le signal Q, c'est à dire poser $\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} = 0$ dans l'expression (5.21) qui devient alors :

$$\frac{Q}{I} = \frac{\sin \phi}{\cos(\phi + \frac{\theta_3 + \theta_4}{2})} \quad (5.22)$$

Les relevés présentés [fig 5.20] mettent bien en évidence la présence d'un retard $\beta = \frac{\theta_3 + \theta_4}{2}$ (θ_3, θ_4 pouvant être positifs ou négatifs), du signal I sur Q.

Ce déphasage β est constant indépendamment de la puissance incidente à l'entrée du corrélateur.

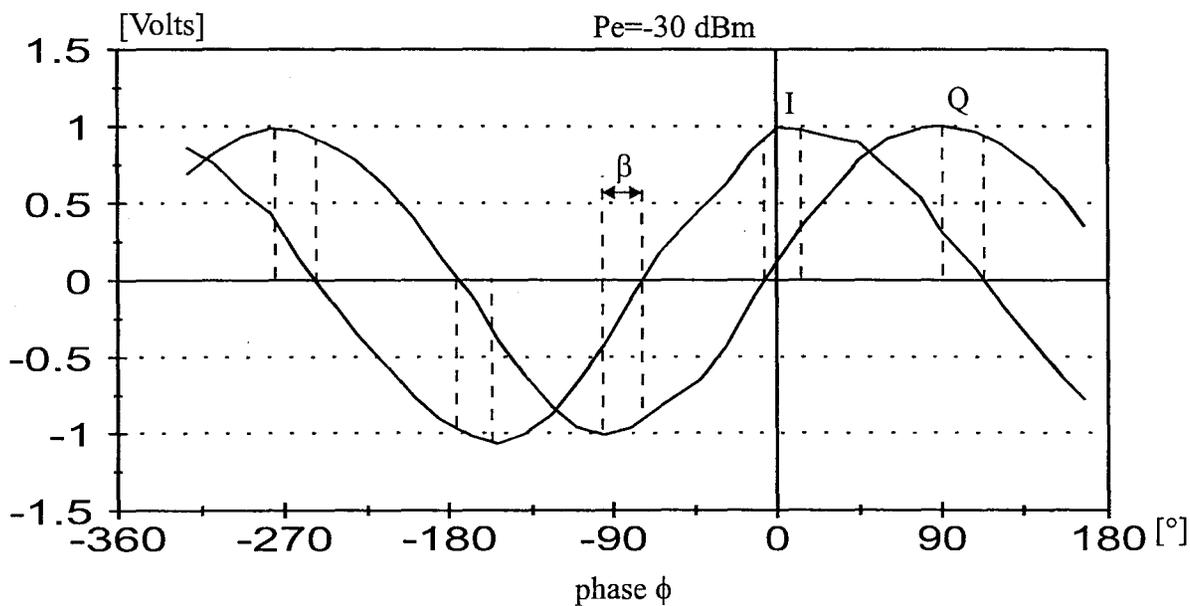
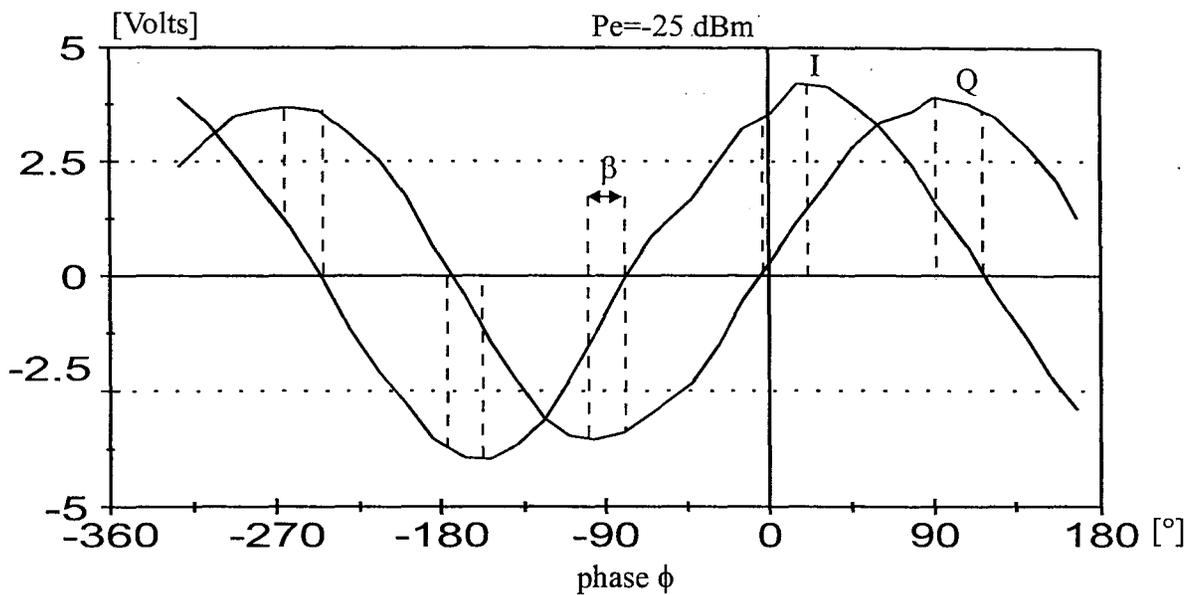


Figure 5.20 : mise en évidence d'un retard β de I sur Q

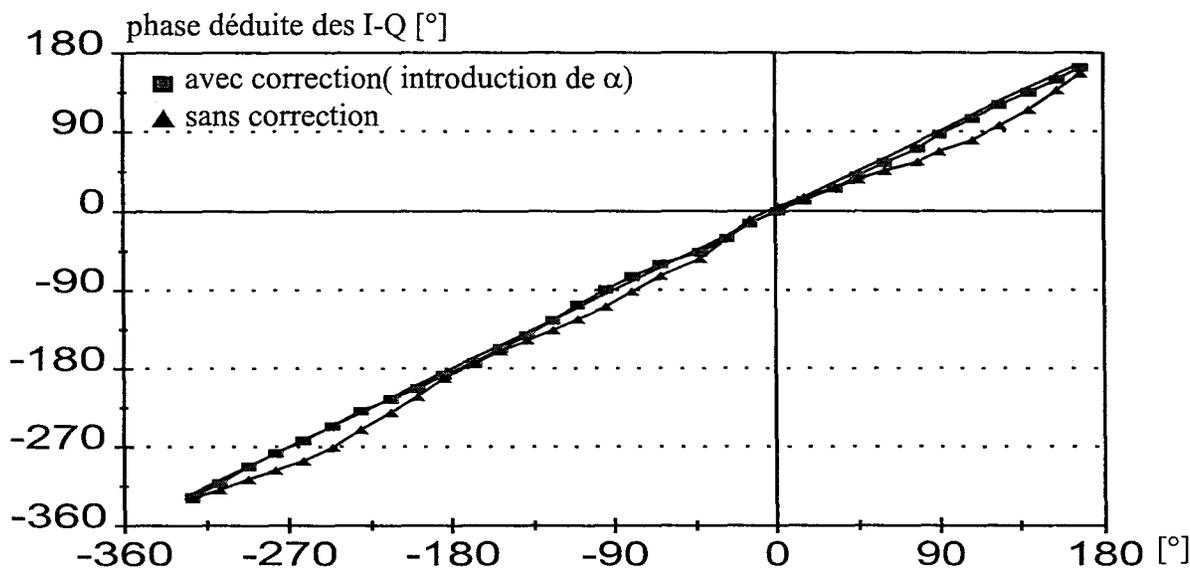


Figure 5.21 : correction de la phase ϕ avec introduction de l'angle α

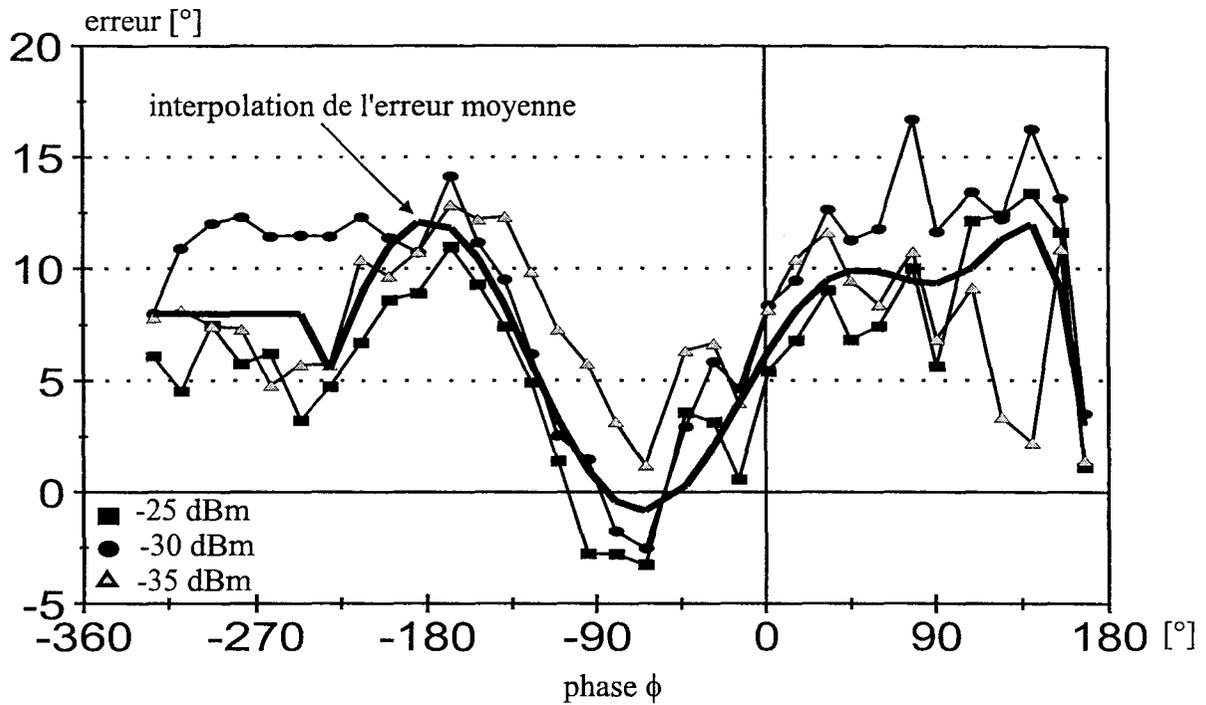


Figure 5.22 : erreur sur la phase mesurée à l'aide du corrélateur pour différentes puissances d'entrée

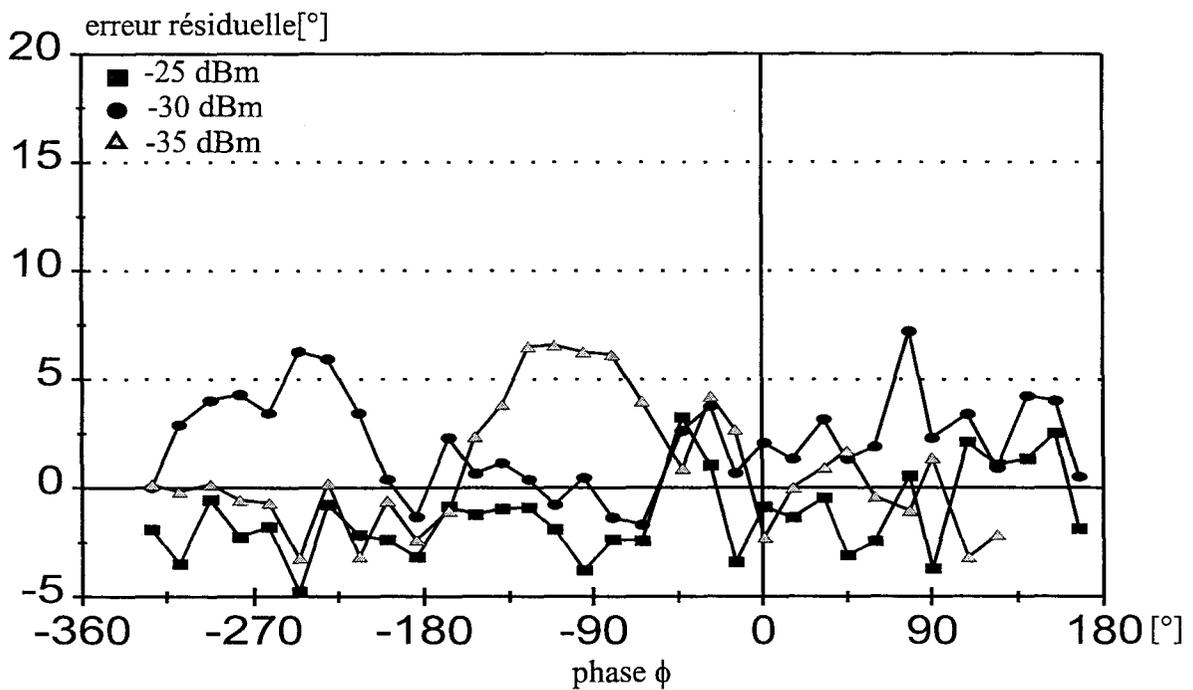


Figure 5.23 : erreur résiduelle après interpolation de l'erreur moyenne sur la phase

En adoptant la représentation suivante pour I et Q, c'est à dire :

$$\begin{aligned} Q &= \sin \phi_{\text{mesuré}} & (5.23) \\ I &= \cos \phi_{\text{mesuré}} = \sin(\phi_{\text{mesuré}} + \alpha) \\ \alpha &= \frac{\pi}{2} \text{ si le corrélateur est parfait} \end{aligned}$$

La détermination de la phase s'effectue alors à l'aide de la relation :

$$\phi = \arctan \left(\frac{\sin \alpha}{\frac{\cos \phi_{\text{mesuré}}}{\sin \phi_{\text{mesuré}}} - \cos \alpha} \right) \quad (5.24)$$

Dans le cas du premier corrélateur réalisé, $\alpha = 90^\circ - \beta = 86^\circ$ (β déterminé expérimentalement), la phase mesurée à partir des I-Q sans tenir compte de β s'écarte au maximum de douze degrés de la phase réelle mesurée à l'analyseur de réseaux [fig 5.19].

Tandis que pour le deuxième corrélateur [fig 5.20], $\alpha = 90^\circ - \beta = 67.5^\circ$, l'apport de cette correction permet de réduire considérablement l'erreur maximale commise sur la phase ϕ qui passe de vingt-neuf degrés (lorsqu'on traite directement les signaux I et Q mesurés) à seize degrés (avec l'introduction de l'angle α) [fig 5.21].

Nous montrons [fig 5.22] que la correction proposée est indépendante de la puissance relevée à l'entrée du corrélateur.

Les trois courbes d'erreur sur la phase ϕ fonction de la puissance incidente présentent une variation similaire.

Ceci nous permet de proposer une interpolation de l'erreur moyenne, et ainsi de diminuer l'erreur maximale sur ϕ d'un facteur deux.

L'erreur résiduelle sur la phase est maintenant comprise entre ± 7 degrés [fig 5.23].

Cependant, le corrélateur à diodes, ne possède pas une dynamique suffisante pour les applications concernant une extension de la surface de localisation, comme le montre le bilan de liaison émetteur-récepteur présenté au paragraphe 5.6.2.2.

5.5.3.4 Corrélateur à détection logarithmique

L'utilisation de S.D.L.A (Successive Detector Logarithmic Amplifier) est une solution aux problèmes de dynamique étendue et de faiblesse de niveau de signal reçu.

Une étude au sein de l'équipe [24] a montré récemment qu'un corrélateur intégrant des S.D.L.A permettait une dynamique de 50 dB.

Le S.D.L.A est constitué de plusieurs étages d'amplificateurs (jusque cinq), chaque sortie d'étage est connectée à l'étage suivant et à un détecteur.

(X, Y)

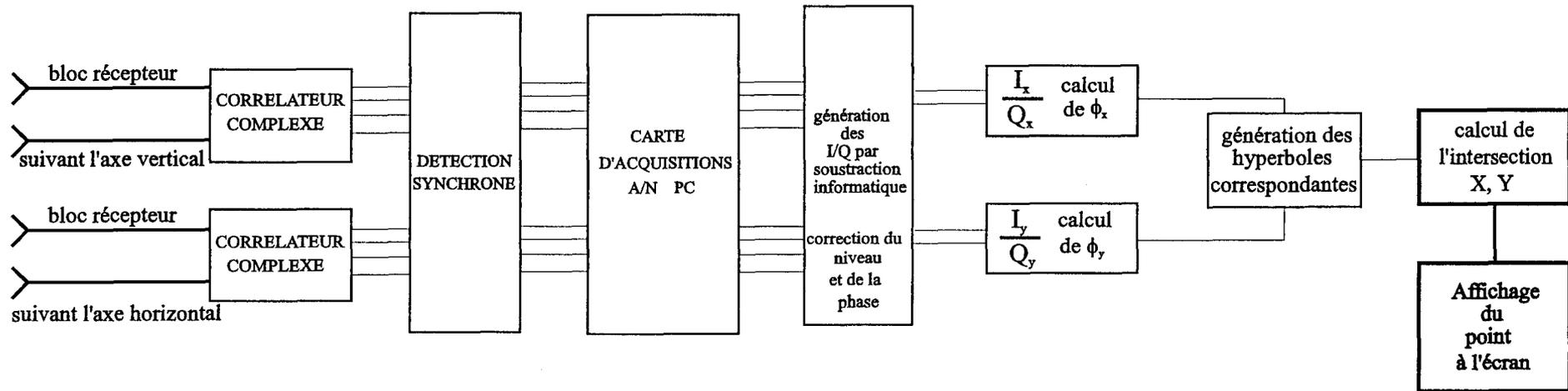
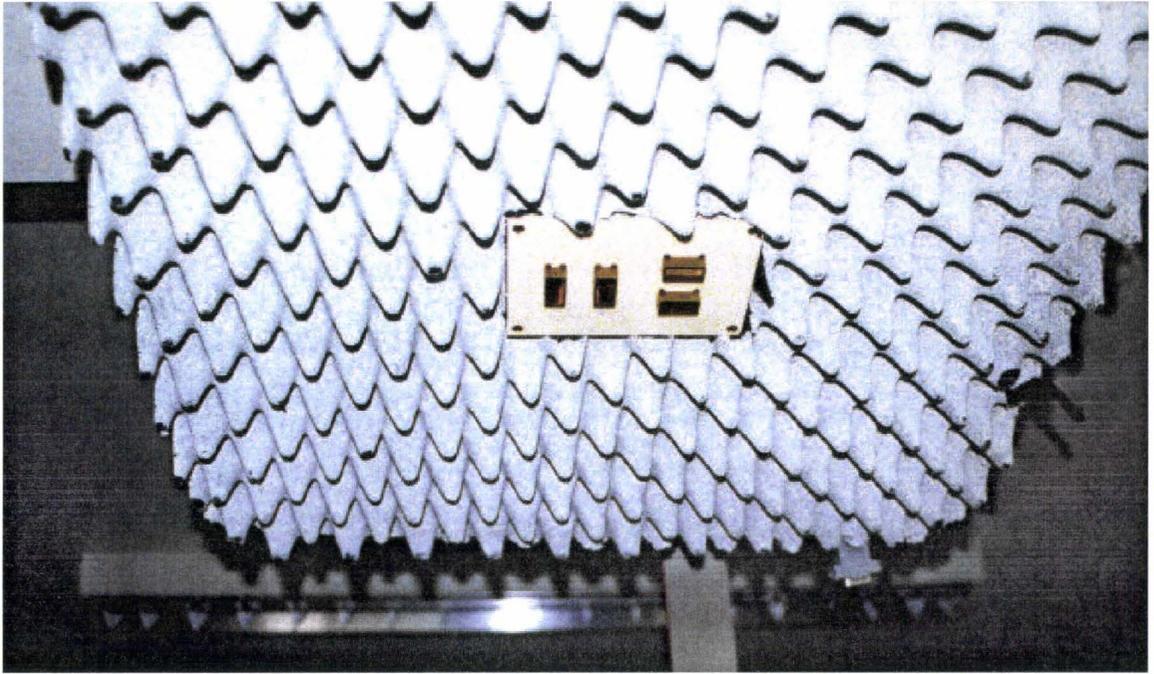
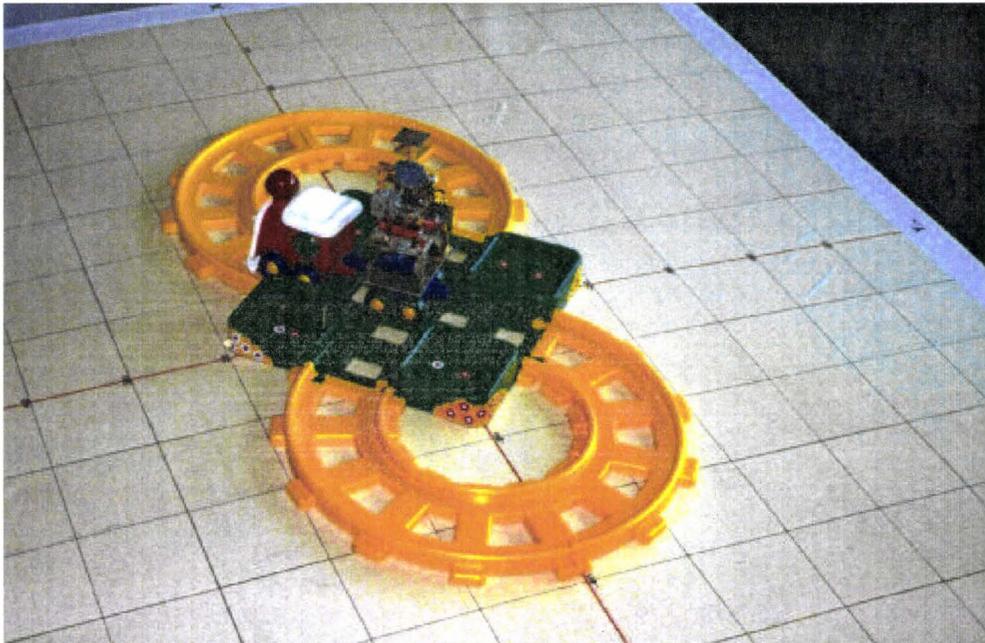


Figure 5.24 : Architecture et traitement de signal en télémétrie satellitaire



bloc récepteur



mobile émetteur

Nos recherches auprès des fournisseurs [25], nous ont permis de trouver un S.D.L.A présentant les caractéristiques suivantes :

- T.S.S : -75 dBm
- dynamique : -72 à + 8 dBm
- fréquence : 2 à 3 GHz
- temps de montée : 20 ns
- sensibilité : 50 mV/ dB

Ce type de composant présente les caractéristiques requises pour notre application, cependant le prix très élevé d'un S.D.L.A reste un frein quant à son intégration dans notre corrélateur notamment en vue d'un développement industriel futur.

D'autres solutions telles que le contrôle automatique de gain à la réception sont actuellement à l'étude.

5.5.4 Relevé et reconstruction de trajectoires

Le dispositif émetteur est celui présenté sur la photo ci-jointe. Il est constitué d'un D.R.O ($f=10$ Ghz, $P_e=10$ dBm), suivi d'un commutateur qui permet une modulation en tout ou rien à $f=100$ kHz, et de l'antenne patch à polarisation circulaire présentée précédemment.

Une pile 12V/250 mA confère, une autonomie d'une heure à l'ensemble qui est fixé sur un jouet : un wagon entraîné par une locomotive, ce qui permet de réaliser une trajectoire de façon automatique, la locomotive évolue sur un circuit en "8" [fig 5.25(a)].

Nous reproduisons aussi des trajectoires réalisées à main levée et visualisées en temps réel sur l'écran du P.C [fig 5.25(b)-(c)-(d)].

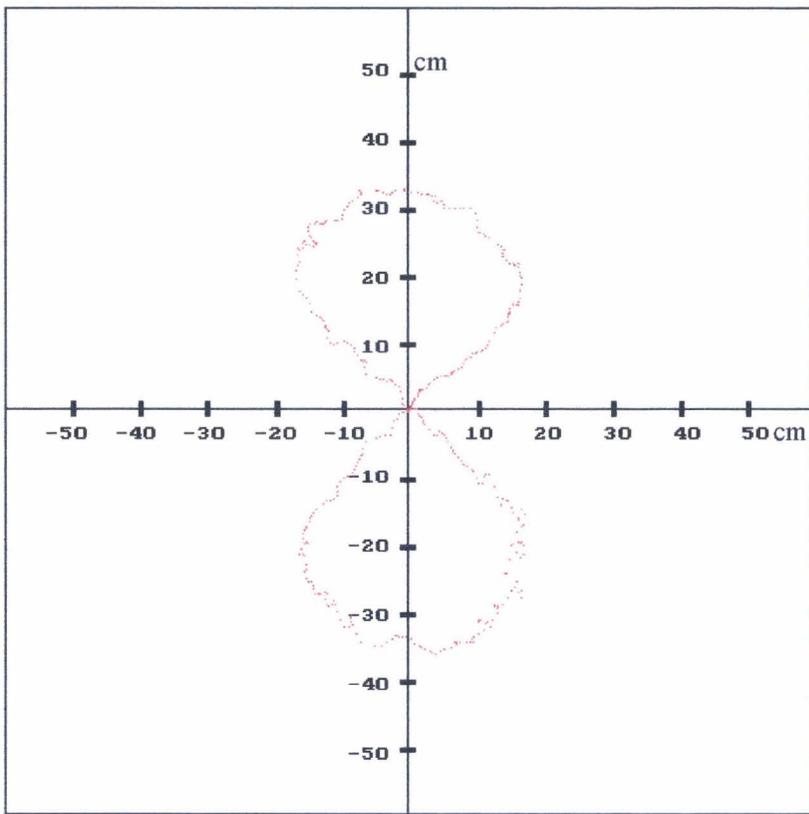
5.5.4.1 Détermination du temps de calcul

L'architecture et le traitement de signal utilisé est détaillé sur la [fig 5.24]. Le temps d'intégration de la détection synchrone est de 10 ms (à $f=100$ kHz).

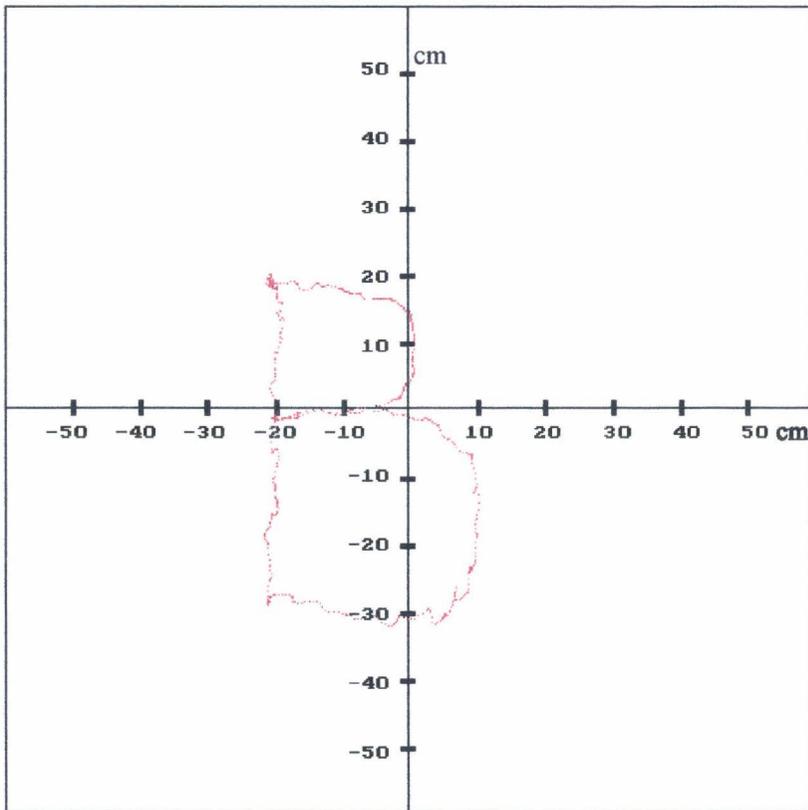
L'acquisition des signaux I/Q est répétée 10 fois sur les 8 sorties de la détection synchrone, ce qui représente un temps d'acquisition et de calcul de 50ms (génération des hyperboles et recherche de l'intersection correspondante).

Pour la configuration étudiée, ce retard n'est pas préjudiciable, les déplacements de l'émetteur étant relativement lents.

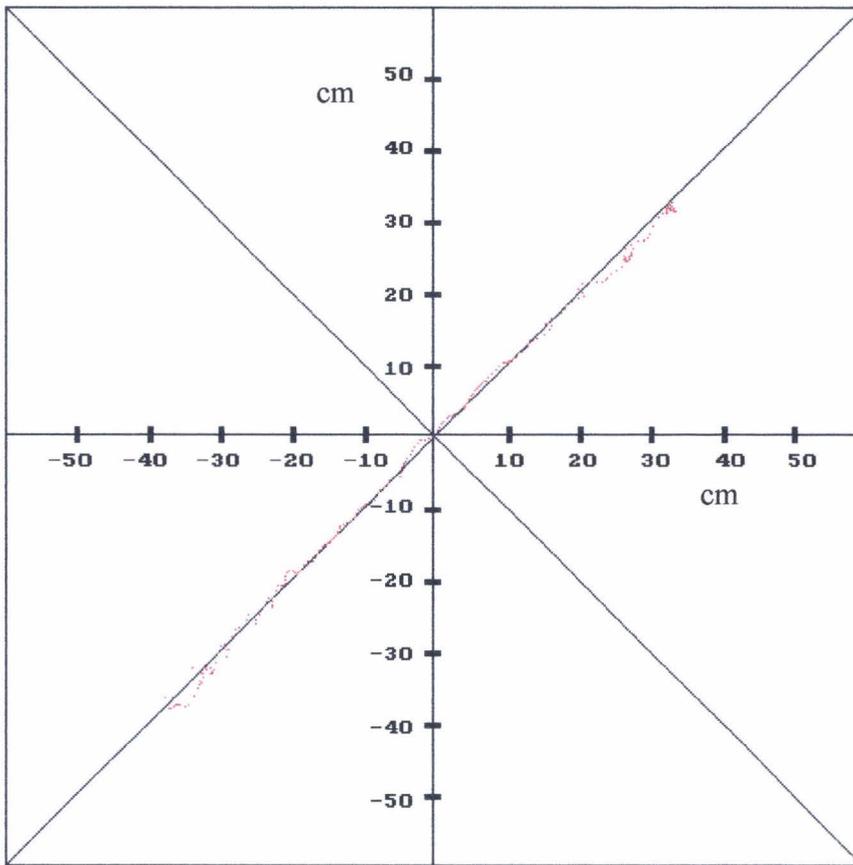
Cependant si nous considérons un objet se déplaçant à une vitesse de 100 km/h, ce retard induirait une erreur sur la localisation de près de 1m50. L'utilisation d'une carte d'acquisitions, présentant des temps d'accès beaucoup plus faibles et l'optimisation du programme de calcul permettra de réduire ce retard.



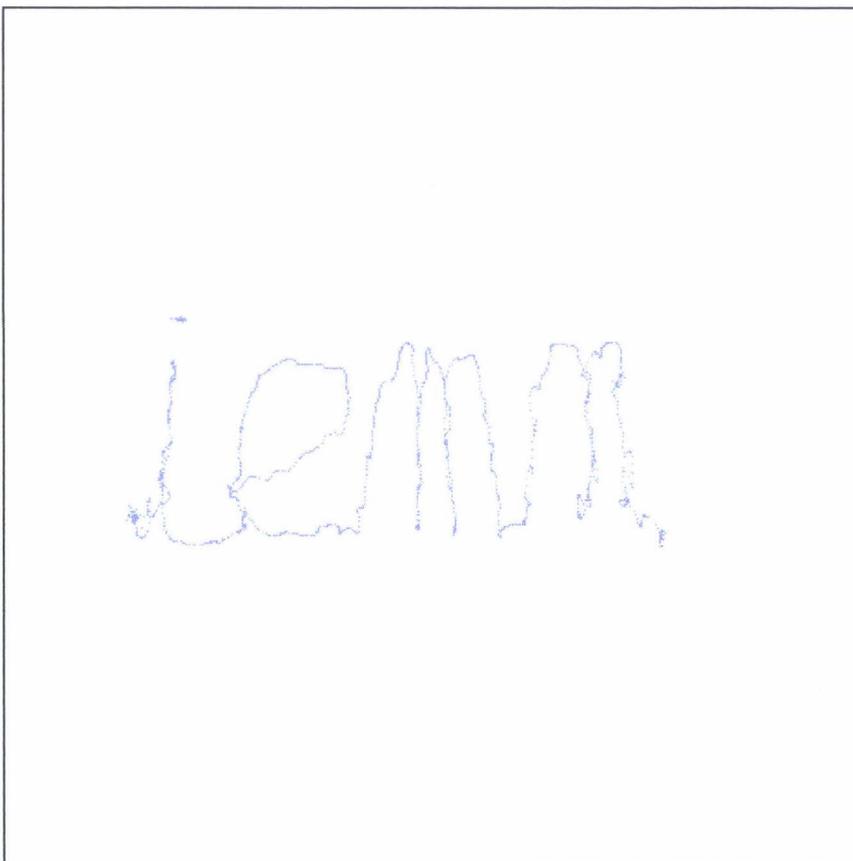
(a) : circuit en "8" parcouru par le mobile émetteur



(b) : lettre "B" réalisée à main levée

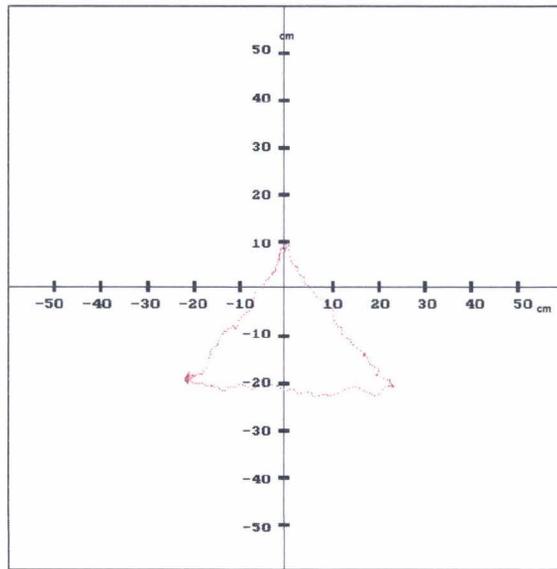


(c): trajectoire suivant la 1ère bissectrice

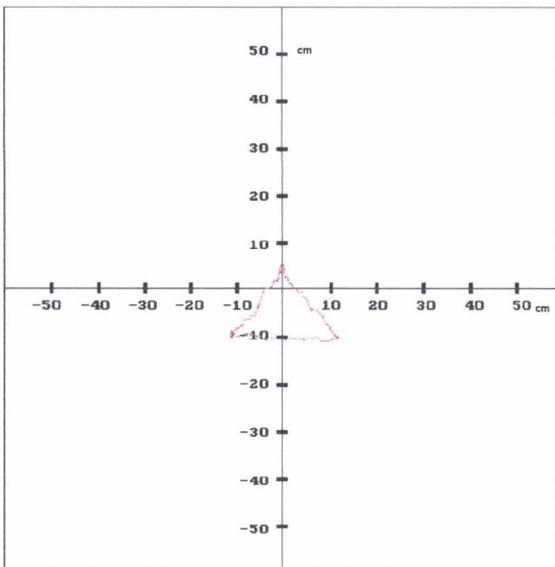


(d): logo réalisé à main levée

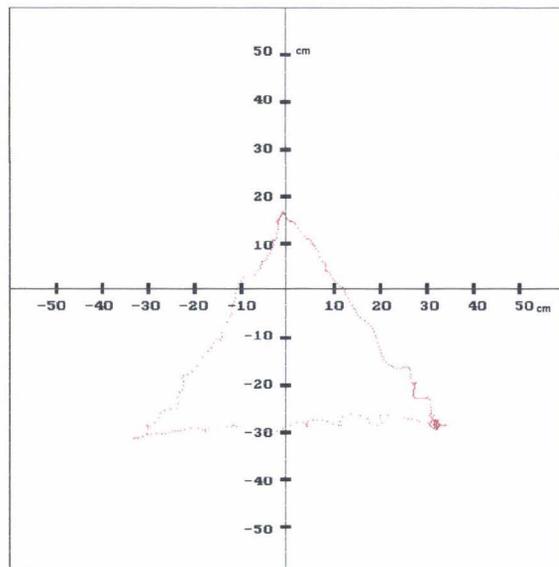
Figure 5.25 : Trajectoires relevées par télémétrie satellitaire



$h \text{ réelle} = 65 \text{ cm}$



$h = 32.5 \text{ cm}$



$h = 97.5 \text{ cm}$

Figure 5.26 : Déformation de la trajectoire en fonction de la hauteur h

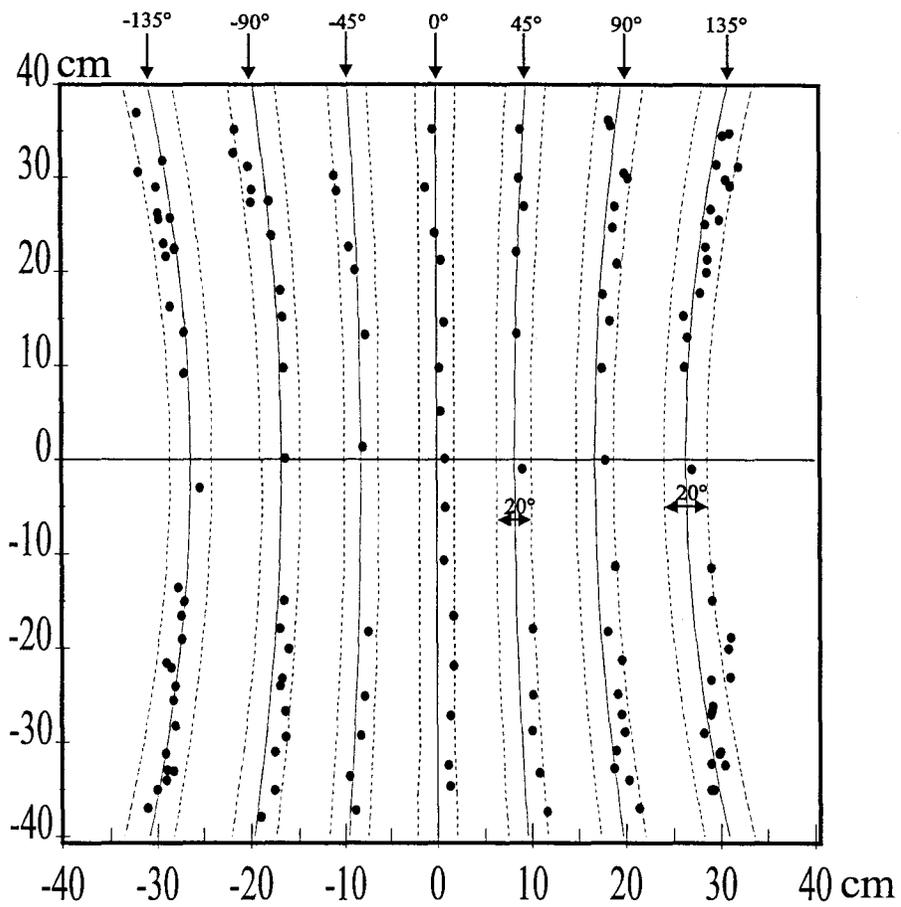


Figure 5.27 : Déplacement du mobile sur une branche d'hyperbole à ϕ_x constant

● relevés expérimentaux

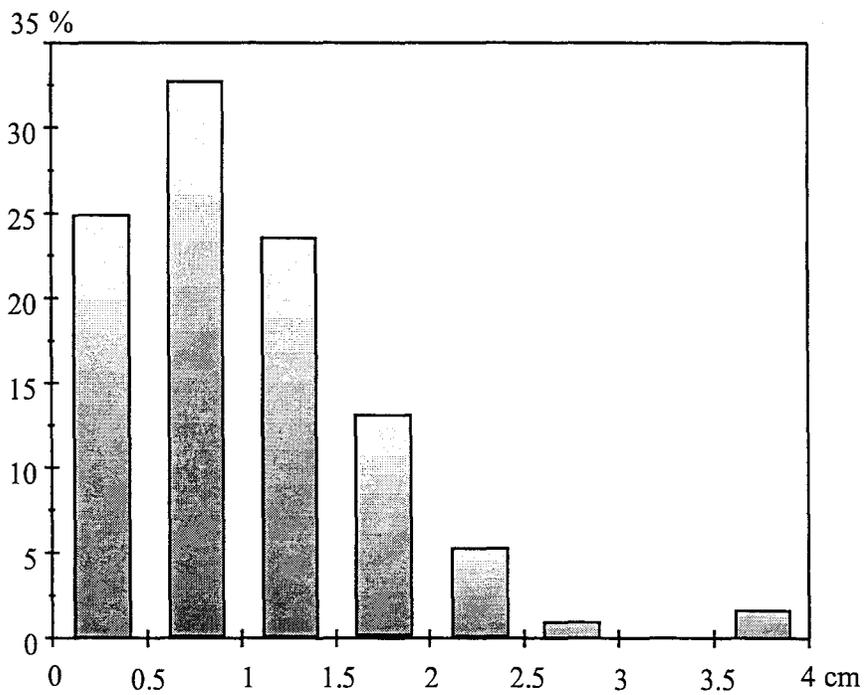


Figure 5.28 : incertitude sur x

5.5.4.2 Influence de la hauteur

Nous avons remarqué au paragraphe 5.4.2 que la [fig 5.11] représentant la Z.S.A dépend d'un rapport d'homothétie proportionnel en particulier à h.

La trajectoire relevée [fig 5.26] est un triangle dont les sommets ont pour coordonnées (0,10); (-20,-20) et (20,-20). Nous avons reconstruit trois fois cette trajectoire en changeant à chaque fois dans le traitement informatique de calcul des hyperboles "isophase" la valeur de la hauteur h.

Les valeurs choisies de h (32,5cm et 97,5cm) sont respectivement diviseur et multiple de la hauteur réelle ($h_{réelle}=65\text{cm}$). Ainsi, nous constatons une déformation homothétique du triangle de facteur $\left(\frac{1}{2}\right)$ et $\left(\frac{3}{2}\right)$ correspondant respectivement au rapport à la hauteur réelle.

Ce phénomène trouve son explication en regardant la [fig 5.12] où l'on constate que dans la configuration choisie ($2D=3\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$), le réseau d'hyperboles "isophase" peut être assimilé à un quadrillage (les hyperboles sont quasiment des droites). La relation (5.7) permet de retrouver le facteur d'homothétie.

5.5.4.3 Erreur sur le positionnement

Les trajectoires décrites précédemment par le mobile émetteur ne donnent qu'un aperçu qualitatif quant à la précision sur le positionnement. Le déplacement de la source sur une branche d'hyperbole isophase fixée permet de déterminer la précision de notre système.

Nous avons déplacé l'émetteur le long de chaque branche d'hyperbole comme le montre la [fig 5.27]. La détermination de chaque point s'effectue en statique.

Les hyperboles en pointillés ont été tracées pour une variation de ± 10 degrés de la phase ϕ autour de sa valeur initiale. L'erreur commise sur la phase mesurée reste inférieure à 10 degrés.

Ce résultat est en accord avec ce que nous avons vu au paragraphe 5.5.3., après correction des signaux I-Q en sortie de corrélateur, l'erreur résiduelle sur ϕ était comprise entre ± 7 degrés.

Cette erreur sur la phase ϕ induit une erreur sur le positionnement qui dépend aussi de la disposition du réseau d'hyperboles. Pour la configuration choisie ($2D=3\text{cm}$, $f=10\text{ GHz}$, $h=65\text{cm}$), configuration à faible D.O.P, nous avons vu au paragraphe 5.5 que l'erreur théorique $\Delta_{x,y}$ sur le positionnement est comprise entre :

$$0.18\text{cm / degré} \leq \Delta_{x,y} \leq 0.31\text{cm / degré} \quad (5.25)$$

Ceci induit une erreur sur le positionnement :

$$1.3\text{cm} \leq \Delta_{x,y} \leq 2.2\text{cm} \quad (5.26)$$

A partir des 144 relevés effectués en statique, nous déterminons [fig 5.28] l'incertitude sur x. Plus de 92% des points relevés ont une erreur qui n'excède pas 2 cm.

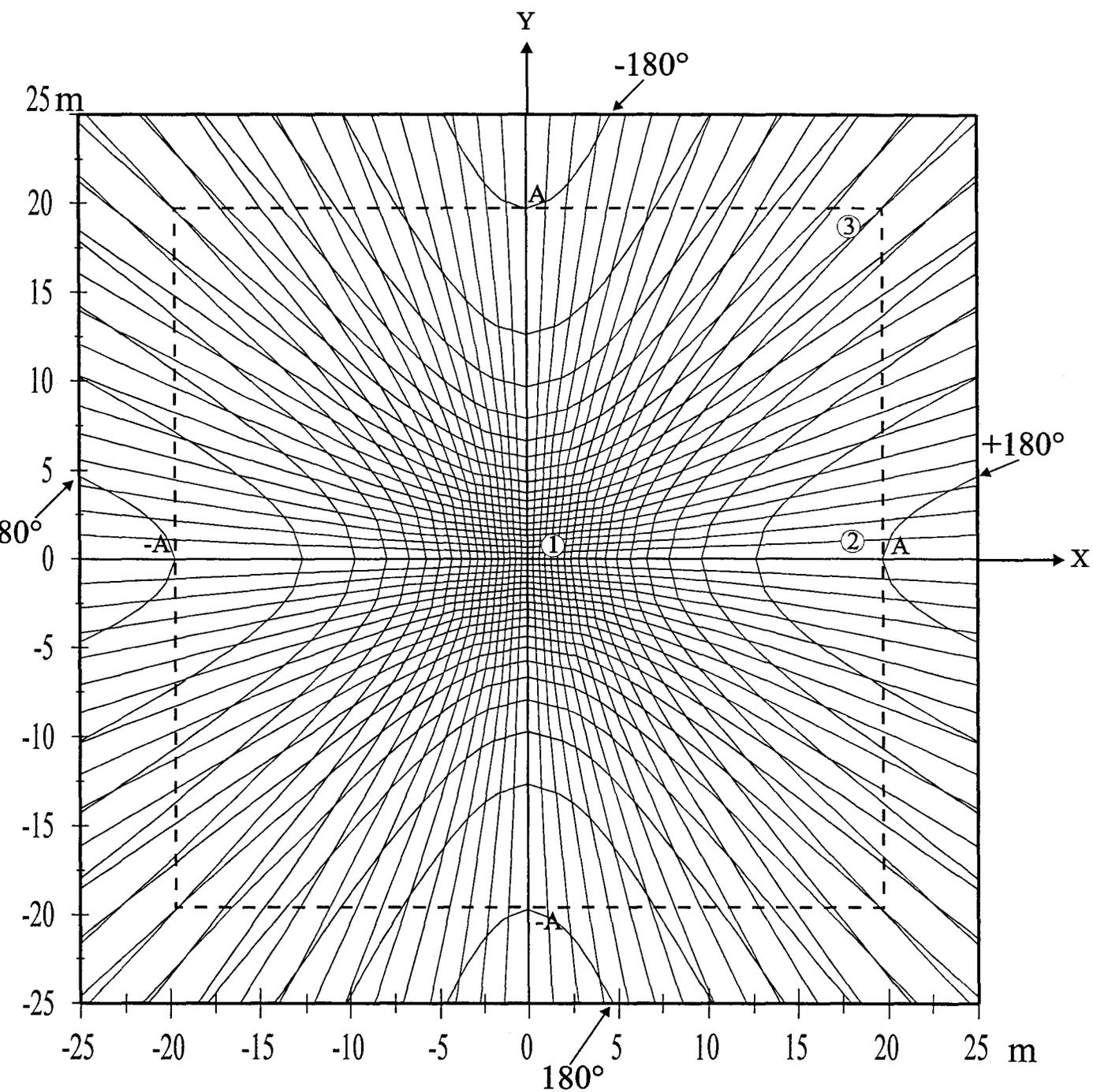


Figure 5.29 : extension de la Z.S.A : $2D=6.4\text{cm}$, $f=2.45\text{ GHz}$, $h=6\text{m}$ $\Delta\phi=10^\circ$
 (configuration à forte D.O.P)

5.6 Extension de la Z.S.A

5.6.1 Par réduction du "baseline"

Nous avons vu au paragraphe 5.4.1, que pour augmenter la Z.S.A de manière significative, deux possibilités s'offrent à nous :

- augmenter h , mais ceci s'effectue au détriment du rapport signal sur bruit $\left(\frac{S}{N}\right)$, à moins d'augmenter la puissance d'émission.

- diminuer le "baseline" $2D$. En réalité le rapport $\left(\frac{D}{\lambda}\right)$ qui doit rester supérieur à $\left(\frac{1}{4}\right)$, condition nécessaire à la génération d'hyperboles.

Sur la [fig 5.29], où $\left(\frac{D}{\lambda}\right) = 0,26$ ($2D=6,4\text{cm}$, $f=2.45\text{ GHz}$, $h=6\text{m}$), les hyperboles "iso-différence de phase" sont tracées tous les 10° , la Z.S.A représente un carré de près de 40 m de côté, la valeur de A étant calculée à l'aide de la relation (5.7).

Sur certaines zones de la surface, les branches d'hyperboles se coupent avec des angles faibles. Nous sommes dans une configuration à très forte D.O.P comme nous l'avons défini au paragraphe 5.2.2.1. Ceci est très défavorable à l'obtention d'une bonne précision sur la localisation de l'émetteur.

La précision optimale que l'on pourrait attendre de notre système, serait celle où le lieu des déphasages constants serait constitué de droites équidistantes et se coupant à angle droit, configuration à D.O.P nulle, assez semblable à la situation réalisée [fig5.12].

Si cette situation idéale était réalisée, la précision serait indépendante de la position de la source sur la surface : pour un carré de 25m de côté par exemple, on pourrait s'attendre à une précision de $6,9\text{cm}/^\circ$ dans le positionnement.

Le **tableau 5.3** présente pour les zones 1, 2, et 3, repérées sur la [fig 5.29], le calcul des incertitudes Δx et Δy pour une variation de phase toujours égale à un degré.

	1	2	3
Δx	4,2 cm	135 cm	90 cm
Δy	4,2 cm	21 cm	62 cm

Tableau 5.3 : incertitudes Δx et Δy pour une variation de phase d'un degré

La diminution du "baseline" n'est donc pas une solution que nous retenons. De plus, afin de limiter le couplage entre antennes réceptrices, il serait préférable que $\left(\frac{D}{\lambda}\right)$ reste supérieur à $\frac{1}{2}$ [26]. Nous choisissons donc $2D=11,6\text{cm}$, $\left(\frac{D}{\lambda}\right)=0.47$, à $f=2.45\text{GHz}$, l'erreur de localisation de la source dans la Z.S.A, est respectivement de $2\text{cm}/^\circ$ pour la zone 1, et $4\text{cm}/^\circ$ en zone 2 [fig 5.31(a)]. Cependant, avec cette disposition des antennes réceptrices, la Z.S.A proche d'un carré de 55m^2 reste faible, comparée à la surface de 1552m^2 du cas présenté [fig 5.29].

5.6.2 Par introduction d'un angle d'inclinaison θ

5.6.2.1 Simulation

Pour certaines applications, il est impossible de disposer le système récepteur au centre de la zone sous investigation. Une disposition du système à la périphérie de la zone reste toujours possible, mais la Z.S.A exploitable se voit alors dans les conditions que nous venons d'envisager, réduite de moitié, voire des trois quarts, selon la disposition des récepteurs.

C'est pourquoi, nous proposons d'incliner d'un angle θ_x et θ_y , les deux blocs récepteurs disposés respectivement sur l'axe Ox et Oy , comme le présente la [fig 5.30], ce qui permet d'étendre la Z.S.A.

En appliquant les relations de changement de repère de $(Ox'y'z)$ à $(Oxyz)$, la relation (5.4) donnant l'équation des hyperboloïdes dans le repère $(Oxyz)$ devient (pour $\theta_x=\theta_y=\theta$) :

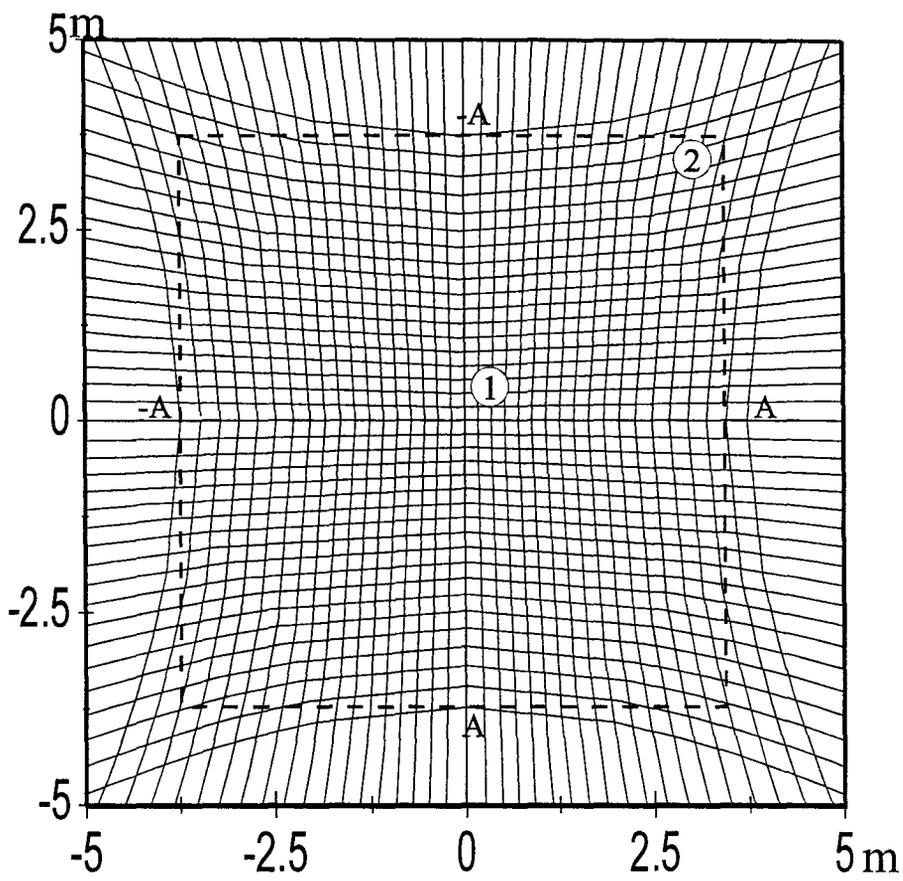
$$\frac{(x \cos\theta - z \sin\theta)^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} - \frac{(z \cos\theta + x \sin\theta)^2}{b^2} = 1 \quad (5.27)$$

L'intersection de ces courbes avec le plan $z=h$, conduit à l'expression :

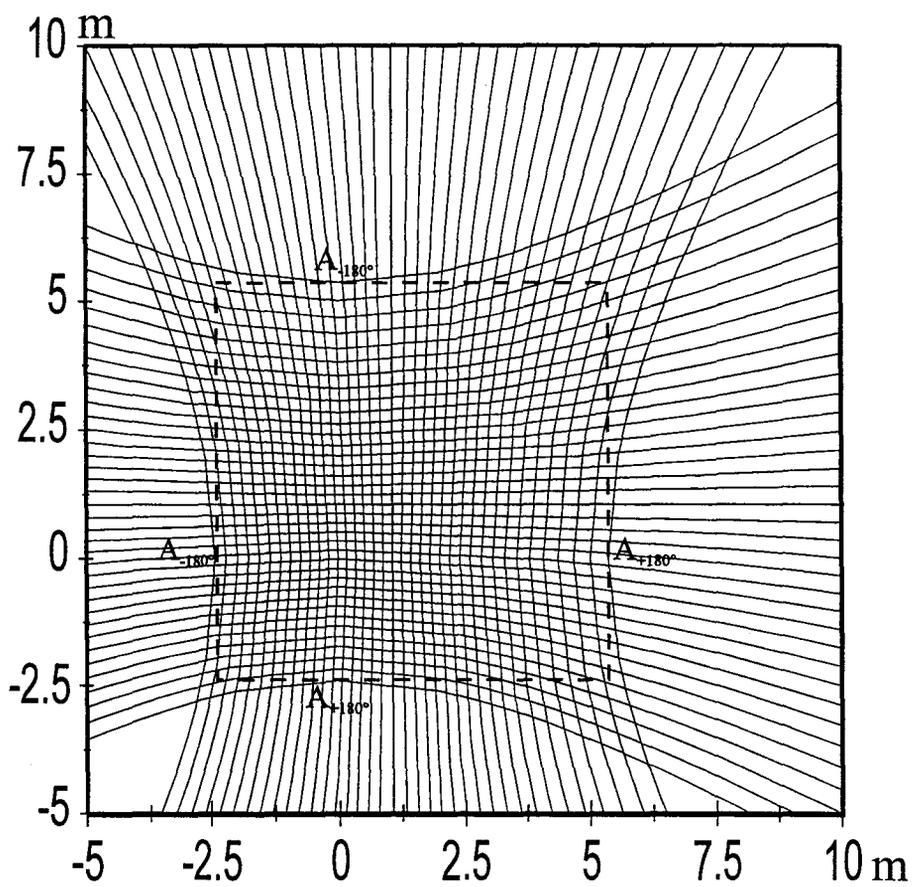
$$\frac{(x \cos\theta - h \sin\theta)^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} - \frac{(h \cos\theta + x \sin\theta)^2}{b^2} = 1 \quad (5.28)$$

L'introduction de l'angle θ provoque ainsi une dissymétrie du réseau d'hyperboles "iso-différence de phase"; nous donnons les résultats de simulation sur les [fig 5.31(b)-(c)-(d)], pour la configuration donnée précédemment : $2D=11,6\text{cm}$, $f=2.45\text{GHz}$, le bloc récepteur est situé à la côte $x=y=0$ et à $h=6\text{m}$, le maillage correspond à un angle θ variant de 10 à 45° et pour un pas de 10° en phase.

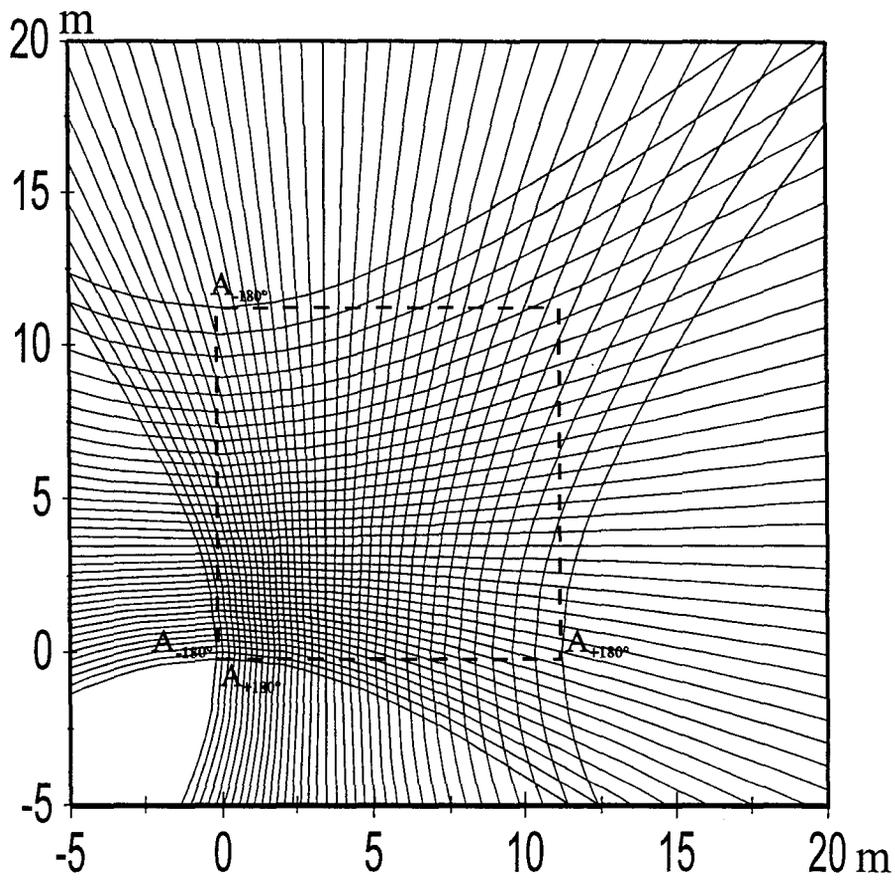
Pour les différences de phase négatives, les "isophases" ont tendance à se resserrer alors que celles des phases positives s'étendent beaucoup plus rapidement et agrandissent du même coup la Z.S.A. Les limites de celle-ci sont données par $A_{\pm 180^\circ}$ calculé en posant $y=0$ (intersection avec l'axe des abscisses) dans l'expression (5.28).



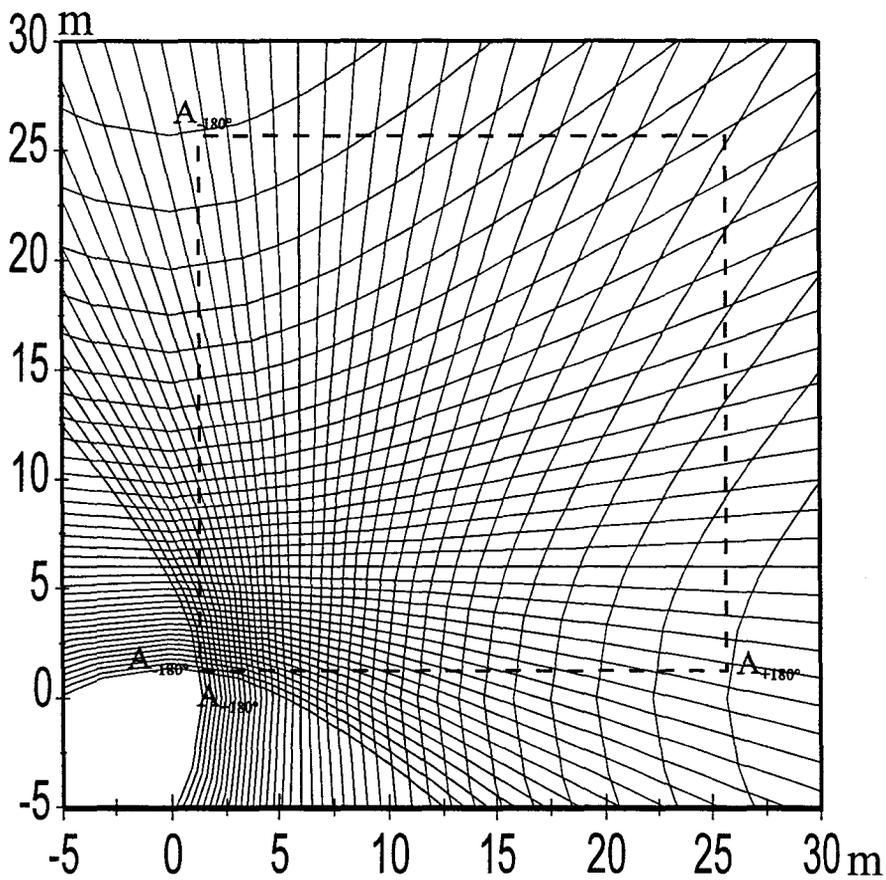
(a) : $\theta=0^\circ$



(b) : $\theta=10^\circ$



(c) : $\theta = 30^\circ$



(d) : $\theta = 45^\circ$

Figure 5.31 : Représentation de la Z.S.A pour quatre valeurs de l'angle θ pour $2D=11.6\text{cm}$, $f=2.45\text{GHz}$, $h=6\text{m}$ bloc récepteur disposé à $x=y=0$

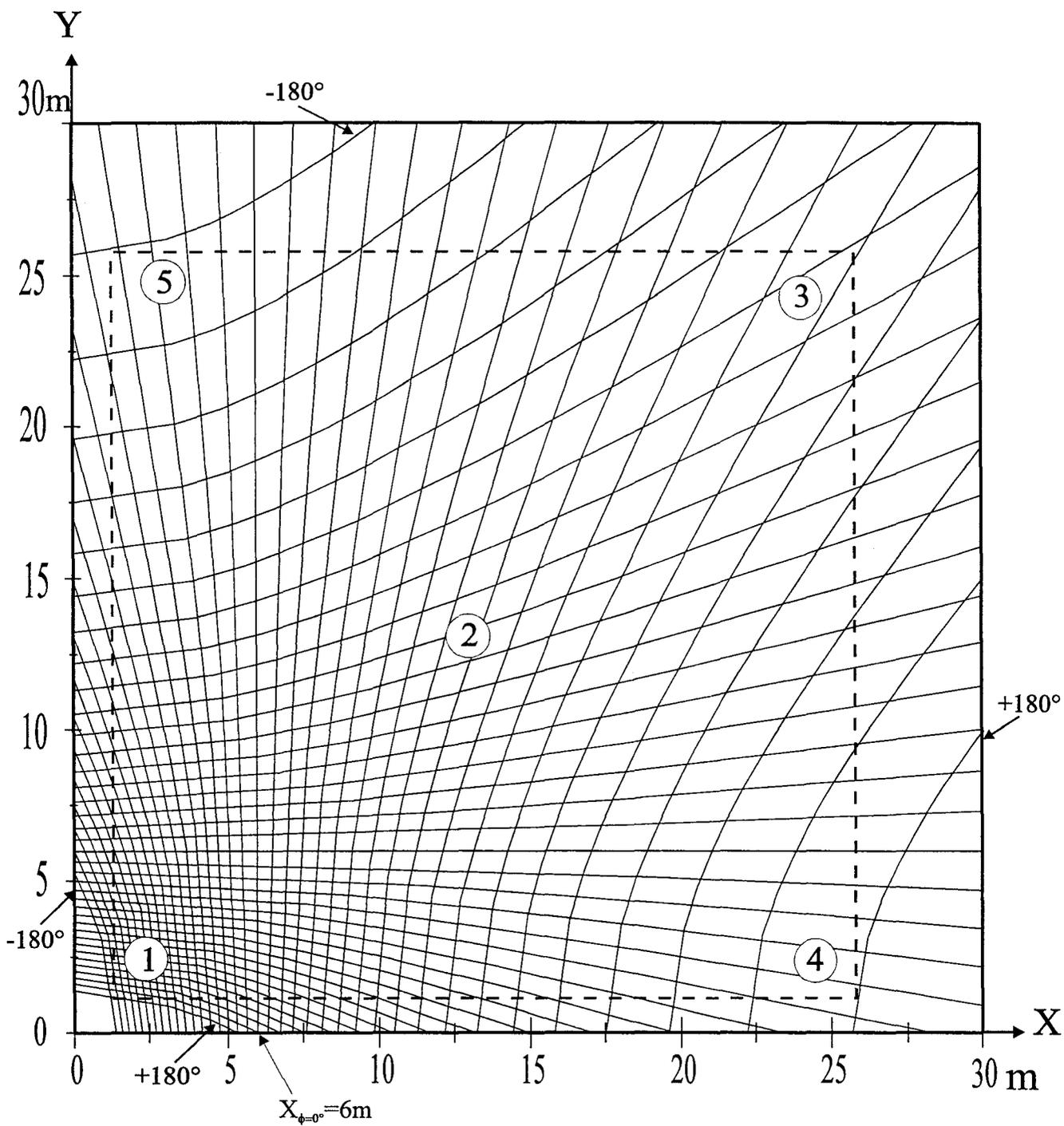


Figure 5.32 : estimation de la précision en fonction de la position sur la surface pour $2D=11.6\text{cm}$, $f=2.45\text{ GHz}$, $h=6\text{m}$, $\theta=45^\circ$

$$A_{\pm\phi} = \frac{h \cos\theta \sin\theta D^2 \pm ab\sqrt{h^2 + D^2 \cos^2\theta - a^2}}{D^2 \cos^2\theta - a^2} \quad (5.30)$$

avec

θ =angle d'inclinaison des récepteurs, nous avons envisagé uniquement le cas où θ reste identique suivant chaque axe.

$2D$ =baseline, h = hauteur émetteur - récepteur

$$a = \left(\frac{\lambda\phi}{4\pi}\right), \quad b = \sqrt{D^2 - a^2}$$

la hauteur h reste toujours très supérieure à $D^2 \cos^2\theta - a^2$ quels que soit θ , D , λ .
L'expression (5.30) peut être alors approchée par :

$$A_{\pm\phi} \approx \frac{h(\cos\theta \sin\theta D^2 \pm ab)}{D^2 \cos^2\theta - a^2} \quad (5.31)$$

Il est intéressant de faire apparaître la position $X_{\phi=0^\circ}$ de la droite correspondant au lieu des points où $\phi=0^\circ$ ($a=0$ dans la relation (5.31)), on obtient alors :

$$X_{\phi=0^\circ} = h \tan\theta \quad (5.32)$$

Les limites de la Z.S.A sont données pour $\phi = \pm 180^\circ$, le **tableau 5.4** rassemble les différentes surfaces exploitables simulées en fonction de l'angle θ , et dans la configuration présentée sur la [fig 5.32], ($2D=11.6\text{cm}$, $f=2.45\text{ Ghz}$, $h=6\text{m}$).

θ [°]	0	10	30	45
$X_{\phi=0^\circ}$ [m]	0	1,06	3,46	6
$A_{\phi=+180^\circ}$ [m]	3,72	5,38	11,2	25,7
$A_{\phi=-180^\circ}$ [m]	-3,72	-2,4	-0,19	1,4
Z.S.A [m ²]	55	60	129	590

Tableau 5.4 : Calcul des différentes surfaces exploitables en fonction de θ

Le **tableau 5.5** présente les incertitudes Δx et Δy en fonction des zones repérées sur la surface de la [fig 5.32].

incertitude :cm/1°	1	2	3	4	5
Δx	2.5	16	44	38	8
Δy	2.5	16	44	8	38

Tableau 5.5 : Incertitudes Δx et Δy données pour un degré sur la phase ϕ

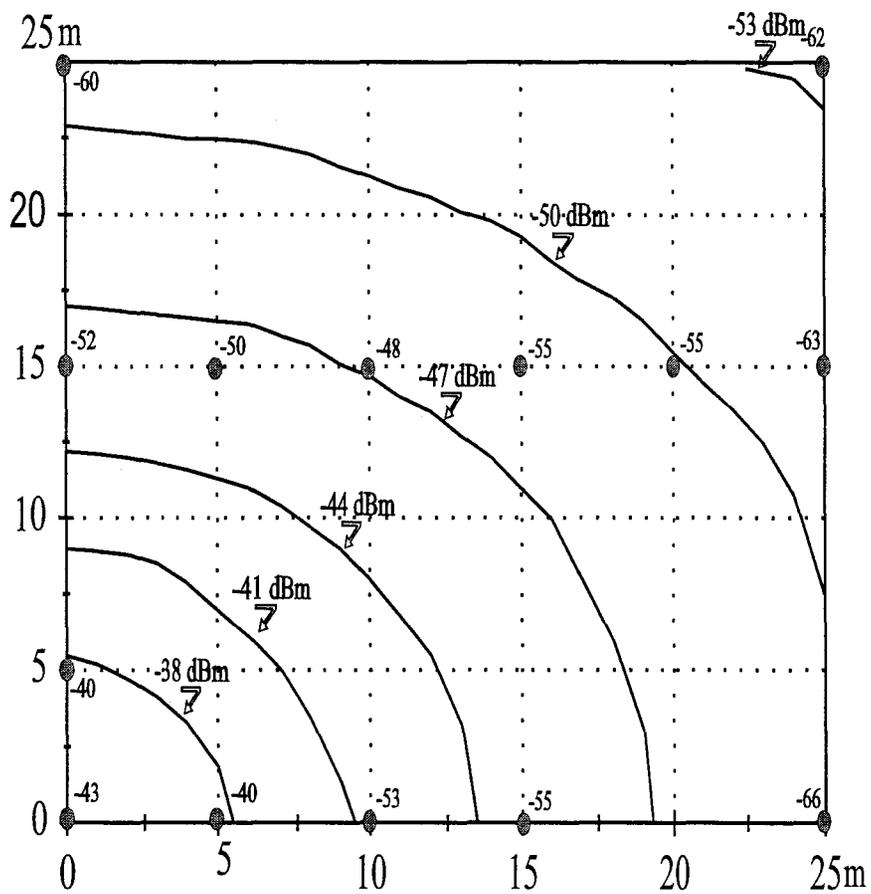


Figure 5.33 : Bilan de liaison émission-réception

$h=6m, f=2.45 \text{ GHz}$

● : relevés expérimentaux (dBm)

— : simulation (dBm)

Ainsi, la situation envisagée ici présente un bon compromis, surface maximale exploitable et précision sur la localisation. Continuer à accroître cette surface, tout en gardant une bonne précision sur la localisation ne peut se faire qu'en élevant le bloc récepteur.

5.6.2.2 Bilan de liaison émetteur-récepteur

Nous avons, à partir des expressions (5.9) et (5.10) calculé les puissances reçues par les antennes disposées dans la configuration correspondant au cas simulé précédemment ($2D=11.6\text{cm}$, $h=6\text{m}$, $f=2.45\text{ GHz}$). Les récepteurs sont disposés verticalement.

L'antenne émettrice utilisée est un patch carré à coins tronqués dont l'étude a été présentée au paragraphe 5.5.1.2 . Nous donnons ses caractéristiques :

Gain à l'émission =4,3 dB.

Ouverture à -3 dB =-65°

S_{11} à la résonance ($f=2.45\text{ GHz}$)= -18.5 dB

La puissance d'émission est fixée à +10 dBm. Les antennes de réception sont identiques à celles présentées au paragraphe 5.5.1.1 mais fonctionnent cette fois-ci à une fréquence de 2.45 GHz.

Un relevé expérimental des puissances transmises par la source se déplaçant sur une surface équivalente a été réalisé à l'extérieur, à l'aide d'un analyseur de spectre.

Les résultats reportés sur la [fig5.33] font apparaître non seulement une dynamique élevée (23 dB) mais aussi des niveaux de signal reçu faibles (inférieurs à -65 dBm).

Ces deux constatations nous amènent à repenser les éléments constituant le dispositif de réception de notre système. L'ajout d'amplificateurs microondes à la réception peut améliorer la qualité de la liaison.

Dans ce cas, il est primordial que les deux amplificateurs utilisés sur le même baseline, présentent des caractéristiques identiques notamment en ce qui concerne leur gain et leur phase d'insertion $\angle S_{21}$.

Une disposition des amplificateurs en sortie de corrélateurs permet de s'affranchir de cette disparité de caractéristique.

L'utilisation de deux commutateurs précédant les deux antennes et d'un seul amplificateur peut aussi résoudre le problème d'appairage des amplificateurs mais augmente sensiblement le temps de réponse de notre système.

5.7 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre, la faisabilité et les potentialités de notre système de positionnement.

La précision d'un système fonctionnant à 10 GHz est actuellement de ± 2 cm sur une surface d'environ 1m^2 , pour une hauteur $h=65\text{cm}$.

Un dépôt de brevet européen a suivi les tests effectués en laboratoire à partir du prototype.

Cette étude est actuellement poursuivie en vue d'une application industrielle originale et grand public de la télémétrie satellitaire.

Les principaux axes de recherche sont les suivants :

- l'augmentation de la surface sous investigation (Z.S.A) tout en gardant une précision satisfaisante sur le positionnement.
- l'optimisation de l'émetteur (patch à polarisation circulaire, encombrement, consommation de la source...)
- le passage d'une localisation dans le plan à une localisation dans l'espace.

Concernant ce dernier point, deux situations sont actuellement envisagées, la première consiste à disposer un second bloc récepteur dans un plan perpendiculaire à celui étudié et à calculer l'intersection des hyperboloïdes correspondantes afin de déterminer la position (x,y,z) de l'émetteur.

La seconde propose de placer deux blocs récepteurs à deux hauteurs différentes, la confrontation des deux informations issues des deux systèmes permettra la détermination de la coordonnée z manquante.

Bibliographie chapitre 5

- [1] : **D. MUNIER**
Navigation et positionnement : les différents systèmes
T.L.E Janvier, Février, Mars 1986, N°510,511,512.
- [2] : **E.D. KAPLAN**
Understanding G.P.S : Principles and Applications
Mobile communications series, Artech House Publishers 1995
- [3] : **D. HERSKOVITZ**
Global Positioning System Receivers
Microwave Journal september 1994, pp66-73
- [4] : **D.SIMON and H. EL-SHERIEF**
Real-time navigation using the Global Positioning System
I.E.E.E. AES Systems magazine, January 1995 pp31-37
- [5] : **C.KEE, B.W. PARKINSON**
Wide Area Differential G.P.S (W.A.D.G.P.S) : future navigation system
I.E.E.E. trans. on AES vol 32 N°2, april 1996, pp795-807
- [6] : **P. ENGE, T. WALTER and S. PULLEN**
Wide Area Augmentation of the Global Positioning System
Proceedings of the I.E.E.E. vol 84 N°8, August 1996, pp1063-1087
- [7] : **A.BENLARBI-DELAÏ**
Capteurs de positionnement utilisant des corrélateurs micro-ondes,
Loi horaire algébrique - Télémétrie cellulaire
Thèse de Docteur d'Université, Lille juillet 1992, pp67-74
- [8] : **A. BENLARBI-DELAÏ, D. MATTON, Y. LEROY**
Cellular telemetry by microwaves
Electronics Letters Mars 1991, vol 27, n°6, pp 509-510
- [9] : **A. BENLARBI-DELAÏ, D. MATTON, Y. LEROY**
Short-range two dimension positioning by microwave cellular telemetry
IEEE Trans. on M.T.T vol42, n°11 novembre 1994

- [10] : **Y. LEROY, A. BENLARBI-DELAÏ, JP. COVILLERS**
Brevet européen N°96490023.7-2206
Procédé et dispositif de repérage de la position d'une source dotée d'un émetteur de micro-ondes
déposé le 23 mai 1996
- [11] : **GEORGES B. THOMAS, JR. ROSS L. FINNEY**
Calculus and analytic geometry, Massachusetts Institute of Technology
7th edition, Addison-Wesley, pp845-852
- [12] : **F. BORCEUX**
Invitation à la géométrie
éditions Ciaco, pp306-310
- [13] : **K. MONGIA - P. BHARTIA**
Dielectric resonator antennas- a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth
Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering
Vol 4, N°3, 1994, pp230-247
- [14] : **G. DROSSOS, Z. WU and L.E. DAVIS**
Circular polarized cylindrical dielectric resonator antenna
Electronics letters vol 32, N°4 février 1996 pp281-283
- [15] : **T. VLASITS, E. KOROLKIEWICZ and A. SAMBELL**
Analysis of cross-aperture coupled patch antenna using transmission line model
Electronics Letters octobre 1996, vol 32 n°21 pp1934-1935
- [16] : **P.C. SHARMA - K. GUPTA**
Analysis and optimised design of single feed circularly polarized microstrip antennas
IEEE Trans. on Ant. and Propag. Vol AP31, N°6 novembre 1993 pp949-955
- [17] : **W.F. RICHARDS, T.T. LO, D.D HARRISON**
An improved theory for microstrip antennas and applications
IEEE Trans. on Ant. and Propag. vol AP29, N°1, Janvier 1991, pp38-46
- [18] : **M. HANEISHI- S. YOSHIDA - N. OKA**
Back-feed type circularly polarized microstrip disk antenna by one point feed
UDC vol J63- B N°6 pp559-565

- [19] : **BOULDER MICROWAVE TECHNOLOGIES**
Design and Review ENSEMBLE
documentation technique
- [20] : **H. SCHRANK, D.M. POZAR, S. TARGONSKI**
Antenna designer's notebook
IEEE Ant. Propag. Mag. Octobre 1990 pp45-46
- [21] : **D.K. BARTON**
Modern radar system analysis
Editions Artech House, pp149-151
- [22] : **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
A low cost microwave system for non destructive control of textile webs
Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy vol 31, n°2,1996, pp122-126
- [23] : **Y.BONNAIRE**
Conception d'un corrélateur microondes en structure intégrée
Nouveaux modèles de TEC mono et bi-grille en régime linéaire
Thèse d'Université, Lille, mars 1989
- [24] : **K. SAKLY**
Contribution à l'étude d'un corrélateur complexe à détection logarithmique
D.E.A Lille juillet 1996
- [25] : **FILTRONICS COMPONENTS**
Note technique, pp29-33
- [26] : **L. D. BAMFORD, P.S. HALL and A. FRAY**
Calculation of antenna mutual coupling from far radiated fields
Electronics Letters vol 29, n°14, july 1993, pp1299-1300

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail, qui élabore plusieurs méthodes originales de positionnement et de contrôle basées sur l'interférométrie microonde, concerne des distances relativement courtes, comprises entre quelques décimètres et une dizaine de mètres.

Un signal monochromatique émis par une antenne, ensuite réfléchi par une surface plane, aboutit à un récepteur. Le récepteur est constitué par deux antennes distantes au plus de quelques longueurs d'onde; la mesure est déduite du déphasage qui existe entre ces signaux. L'association d'un émetteur et d'un récepteur, dont les positions relatives sont déterminées une fois pour toute, permet de mesurer la distance à une surface plane (procédé d'anticollision) ou l'angle que font entre-eux l'axe du système et le plan réflecteur (réalisation d'un inclinomètre).

On peut aussi exploiter les interférences entre le signal d'une antenne désadaptée et le signal réfléchi par une surface plane. Nous montrons que l'on dispose ainsi d'une mesure complémentaire de la distance; si cette dernière est connue, on a accès au coefficient de réflexion du matériau.

Nous avons aussi montré que, dans des conditions bien choisies, dépendant des distances exprimées en longueurs d'ondes, l'association de plusieurs récepteurs interférométriques permet la localisation et le positionnement d'un ou de plusieurs émetteurs. Dans les exemples qui sont présentés, l'émetteur est à priori situé dans un plan connu.

Au delà de la définition de ces procédés originaux, leur faisabilité a été démontrée avec des dispositifs réalisés au laboratoire et les marges d'erreur des mesures correspondantes évaluées. Le but recherché est de définir des procédés industriels mettant en oeuvre des techniques relativement simples et faible coût, soit, notamment en ce qui concerne les mesures de déphasage, d'éviter l'emploi d'un analyseur de réseau.

Un dépôt de brevet européen a suivi la réalisation du prototype du système de positionnement. Une étude répondant à un cahier des charges défini par un partenaire industriel est actuellement en cours. Sa poursuite notamment par le passage d'un positionnement dans le plan à un positionnement dans l'espace doit déboucher sur une application confidentielle qui semble prometteuse.

ANNEXE

ANNEXE 1

CALCUL DU COEFFICIENT DE REFLEXION Γ

En l'absence du plan réflecteur, le champ électrique est :

$$E(z) = E_0 e^{-j\beta z} [1 + \Gamma_0 e^{2j\beta z}]$$

où Γ_0 est le coefficient de réflexion matérialisant la désadaptation de l'antenne.

La puissance initiale rayonnée (égale à la puissance transmise s'il n'y a pas de pertes) est :

$$P_1 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ (1 - |\Gamma_0|^2) \iint \frac{|E_0|^2}{Z} dS \right\}$$

De part la définition du gain G de l'antenne, le flux de puissance dans la direction du plan réflecteur est donc $\frac{GP_1}{4\pi}$. Après réflexion sur ce plan, de coefficient de réflexion Γ_r , la puissance par unité de surface, incidente à l'antenne est alors :

$$|\Gamma_r|^2 \frac{GP_1}{4\pi} \frac{1}{(2h)^2} = |\Gamma_r|^2 \frac{GP_1}{16\pi h^2}$$

Une partie de cette puissance est absorbée, soit en notant σ la surface efficace d'absorption de l'antenne :

$$|\Gamma_r|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1$$

Une partie de cette puissance absorbée (P_{w1}) est transmise tandis que l'autre partie de la puissance absorbée (P_{r1}), se réfléchit sur la discontinuité et repart vers l'antenne.

$$P_{w1} = (1 - |\Gamma_0|^2) |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1$$

$$P_{r1} = |\Gamma_0|^2 |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1$$

P_{r1} est alors rayonnée à son tour, conduisant à un flux de puissance dans la direction du plan réflecteur, donné par :

$$|\Gamma_0|^2 |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1 \frac{G}{4\pi} \quad (1)$$

qui s'ajoute à l'autre fraction de la puissance incidente qui a été elle re-rayonnée par l'antenne, soit en notant σ' la surface efficace de diffraction :

$$|\Gamma_r|^2 \frac{\sigma' G}{16\pi h^2} P_1$$

qui donne un flux de puissance re-rayonnée dans la direction du réflecteur :

$$|\Gamma_r|^2 \frac{\sigma' G}{16\pi h^2} P_1 \frac{G'}{4\pi} \quad (2)$$

G' étant le gain pour le re-rayonnement.

Au terme de cette première interaction entre l'antenne et l'onde incidente la puissance est :

$$P_{w_1} = (1 - |\Gamma_0|^2) |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1$$

alors que le flux de puissance retournant en direction de la plaque est la somme de l'expression(1)+(2) :

$$P'_{w_1} = \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right) \frac{GP_1}{4\pi} |\Gamma_r|^2$$

Le cycle recommence alors avec ce deuxième flux de puissance P'_{w_1} , d'où un second terme de puissance :

$$P_{w_2} = (1 - |\Gamma_0|^2) |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma P'_{w_1}}{4h^2}$$

et un troisième flux de puissance en direction de la plaque :

$$P'_{w_2} = |\Gamma_r|^2 \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right) P'_{w_1}$$

et ainsi de suite...

On a donc une série infinie de termes de puissance dont le terme général est :

$$P_{w_n} = (1 - |\Gamma_0|^2) |\Gamma_r|^2 \frac{\sigma}{4h^2} P'_{w_{n-1}}$$

$$P_{w_n} = (1 - |\Gamma_0|^2) |\Gamma_r|^{2n} \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{n-1} \frac{\sigma G}{16\pi h^2} P_1$$

Ainsi le champ électrique réfléchi associé à chaque terme de puissance P_{w_n} , a pour module :

$$|E_n| = \left| E_0 (1 - |\Gamma_0|^2) \left(\frac{\sigma G}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} |\Gamma_r|^n \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{\frac{n-1}{2}} \right|$$

auquel il faut ajouter un retard de phase $\exp(-2jnk h)$, pour tenir compte des trajets aller-retour entre l'antenne et la plaque, afin d'obtenir l'expression du champ complexe.

Le champ total (somme des champs incidents et réfléchis) est alors donné :

$$E(z) = E_0 e^{-j\beta z} \left\{ 1 + \Gamma_0 e^{2j\beta z} + \sum_{n=1}^{\infty} (1 - |\Gamma_0|^2) \left(\frac{\sigma G}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} \Gamma_R^n \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{\frac{n-1}{2}} e^{-2jnk h} e^{2j\beta z} \right\}$$

En sommant la série infinie (suite géométrique), on obtient l'expression du coefficient de réflexion Γ :

$$\Gamma = \Gamma_0 + \frac{(1 - |\Gamma_0|^2) \Gamma_R \left(\frac{\sigma G}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{-2jkh}}{1 - \Gamma_R \left(|\Gamma_0|^2 \frac{\sigma G}{16\pi h^2} + \frac{\sigma' G'}{16\pi h^2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{-2jkh}}$$

ANNEXE 2

GRAPHE DE FLUENCE

Les paramètres S sont particulièrement bien adaptés aux calculs de circuits surtout si on désire obtenir les puissance, gain et atténuation. Toutefois les calculs peuvent se révéler assez longs lorsqu'il s'agit de dispositifs à multiples accès (multipôles). Très souvent, on s'intéresse seulement à quelques ondes et le calcul de toutes est inutile.

Le tracé des graphes de fluence (flow graph) permet en général d'éviter cette complication.

Définition du graphe de fluence:

On appelle graphe de fluence un réseau de branches dirigées, réunies en des points ou noeuds et définissant un système d'équations linéaires, par exemple:

$$\begin{aligned}\bar{b}_1 &= \bar{S}_{11}\bar{a}_1 + \bar{S}_{12}\bar{a}_2 \\ \bar{b}_2 &= \bar{S}_{21}\bar{a}_1 + \bar{S}_{22}\bar{a}_2\end{aligned}$$

Les noeuds représentent les variables du système $(\bar{a}, \bar{b} \dots)$ et on associe les coefficients aux branches $(\bar{S}_{11}, \bar{S}_{12} \dots)$.

Dans cette représentation chaque accès est représenté par deux noeuds qui figurent chacun une onde de puissance $(\bar{a}, \bar{b} \dots)$.

Le noeud \bar{a}_j représente l'onde entrant par la porte j; le noeud \bar{b}_j l'onde sortant par cette même porte .

Les paramètres S coefficients de la matrice S, sont des facteurs multiplicatifs des ondes, ils sont placés sur des branches réunissant les noeuds. Chacune des branches est orientée.

L'onde représentée par un noeud est égale à la somme des produits correspondant à chacune des branches orientées vers ce noeud.

Règles de réduction:

Produit :

Deux flèches en série, orientées dans le même sens peuvent être remplacées par le produit de deux fonctions de transfert.

Somme:

Deux flèches en parallèle dans le même sens, peuvent être remplacées par la somme de leur fonction de transfert.

Règle de Mason :

La règle de Mason est une règle générale qui permet de déterminer la fonction de transfert $\frac{\bar{b}}{\bar{a}}$ entre deux noeuds quelconques d'un réseau complexe et ceci par simple inspection du graphe. La règle utilise un certain nombre de termes que nous définissons ci-dessous :

- un *chemin* est une suite continue de branches.
- un *chemin direct* est un chemin qui connecte le noeud d'entrée au noeud de sortie pour lequel aucun noeud n'est rencontré plus d'une fois, chaque branche étant parcourue dans son sens direct.
- le *gain d'un chemin* est le produit de tous les multiplicateurs des branches formant le chemin.
- une *boucle* est un chemin direct qui trouve son origine et sa fin sur le même noeud, aucun noeud n'étant rencontré plus d'une fois. Le gain d'une boucle est le produit de tous les multiplicateurs des branches formant la boucle.

Désignons par \bar{T} la fonction de transfert ou gain entre deux noeuds.

$$\bar{T} = \frac{\bar{b}_m}{\bar{a}_n} \quad (\bar{T} \text{ complexe})$$

On définit \bar{T} par la relation : $\bar{T} = \frac{\sum_k \bar{T}_k \bar{\Delta}_k}{\bar{\Delta}}$ e ($\bar{\Delta}_k$ et $\bar{\Delta}$ complexes).

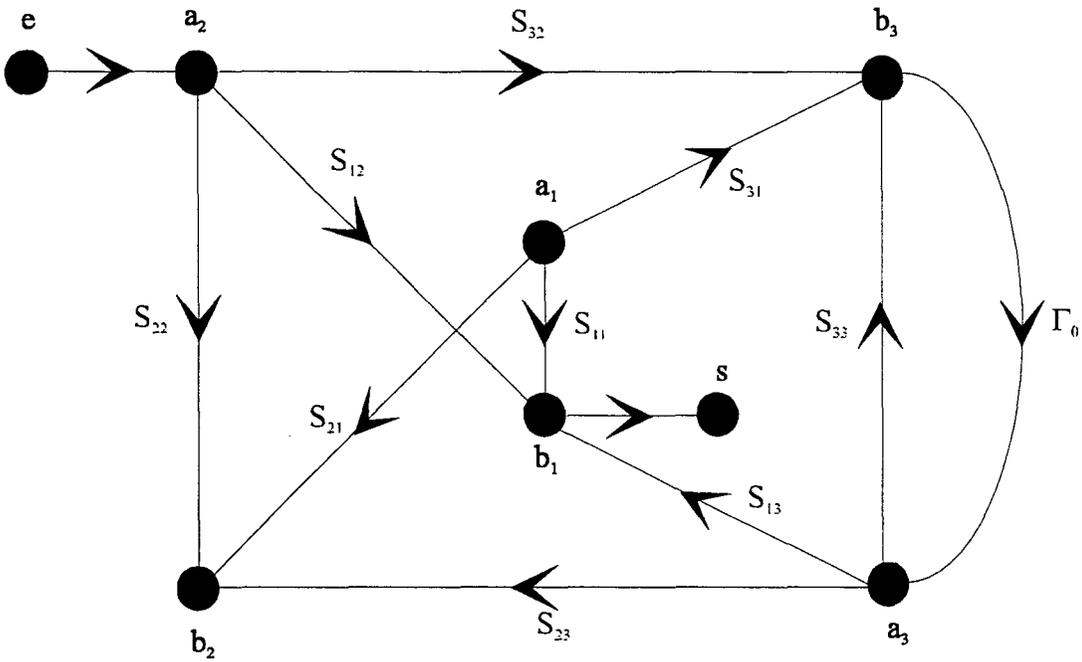
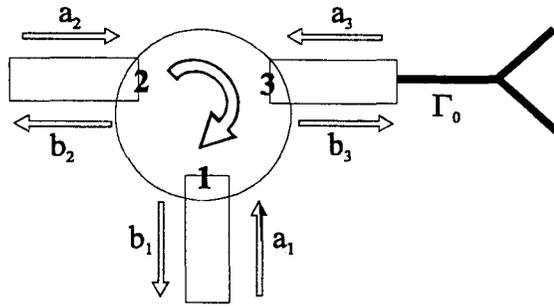
Dans cette formule k est le nombre de chemins directs entre les deux noeuds considérés.

\bar{T}_k , la fonction de transfert ou gain du chemin d'ordre k parcouru en sens direct, c'est à dire dans le sens indiqué par la flèche de chaque branche.

$\bar{\Delta} = 1 - (\text{la somme des gains de toutes les boucles du réseau}) + (\text{la somme des produits des gains de boucles de toutes les combinaisons possibles de deux boucles sans contact}) - (\text{la somme des produits des gains de boucles de toutes les combinaisons possibles de trois boucles sans contact}) + (\text{quatre boucles}) - (\text{etc...})$.

$\bar{\Delta}$ est le déterminant des équations du graphe.

$\bar{\Delta}_k$ est égal à la valeur de $\bar{\Delta}$ dans laquelle on a exclu toutes les boucles ou combinaisons de boucles touchant le chemin d'ordre k (que ce soit par un noeud ou par une branche).



graphe de fluence correspondant au circulateur avec le cornet

une seule boucle $B_1 = S_{33}\Gamma_0$ 2 chemins directs pour aller de e à s

$$T_1 = S_{12}$$

$$T_2 = S_{32}\Gamma_0 S_{13}$$

$$\Delta = 1 - S_{33}\Gamma_0$$

$$\Delta_1 = 1 - S_{33}\Gamma_0$$

$$\Delta_2 = 1$$

$$W = \frac{s}{e} = \frac{S_{12}(1 - S_{33}\Gamma_0) + S_{32}\Gamma_0 S_{13}}{1 - S_{33}\Gamma_0}$$

RESUME



Les radars et le G.P.S. (Global Positioning System ou système de positionnement par satellite) permettent de réaliser des opérations particulièrement précises de positionnement d'un objet ou de contrôle non destructif. Cependant, ces procédés ne répondent pas à certaines situations : le radar implique que la distance à l'objet sous test soit supérieure à quelques dizaines de mètres; la précision du G.P.S. (dans sa version dite différentielle) n'est que de quelques mètres.

Nous avons démontré que l'interférométrie microonde est capable de combler certaines de ces lacunes; à cette occasion, plusieurs procédés ont été imaginés et leur faisabilité testée après réalisation de prototypes.

Un signal monochromatique émis par une antenne, réfléchi par une surface plane est ensuite recueilli par deux antennes réceptrices. La mesure du déphasage entre les signaux correspondants, au moyen d'un système hybride simple (démodulateur I.Q.), permet de mesurer au pour cent une distance à la surface de l'ordre du mètre (procédé d'anticollision) ou l'angle entre l'axe du système et le plan réflecteur à quelques degrés près (réalisation d'un inclinomètre).

Nous avons montré que l'exploitation du signal de désadaptation de l'antenne peut donner une mesure complémentaire de la distance, ou le coefficient de réflexion du matériau (contrôle non destructif).

La mise en oeuvre de tels récepteurs interférométriques, dont on a choisi judicieusement les paramètres géométriques, permet de connaître la position d'un émetteur sur une surface connue. Dans l'exemple d'une surface de quelques mètres carrés, la précision du positionnement est de l'ordre du centimètre.

Un brevet européen, déposé par le CNRS, doit être exploité prochainement en vue d'une application industrielle.

MOTS CLEFS:

microondes
interférométrie
anticollision
positionnement
inclinomètre
contrôle non destructif

KEYS WORDS

microwaves
interferometry
anticollision
positioning
tilt sensor
non destructive control